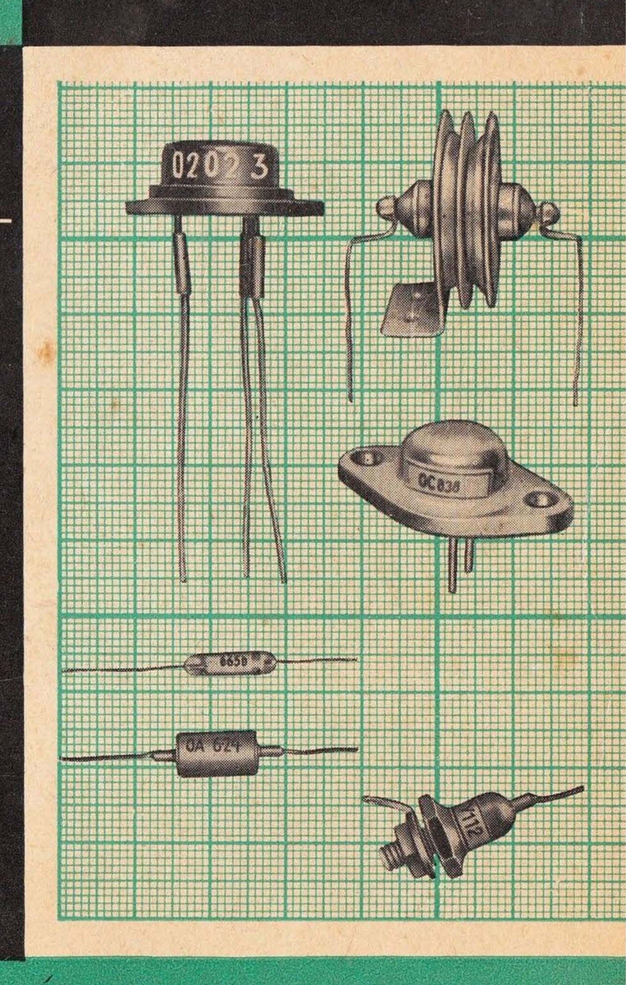
34

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



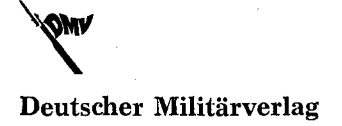
Hans Joachim Fischer

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik

Der praktische Funkamateur · Band 34
Einführung in die Dioden-
und Transistortechnik

Hans Joachim Fischer

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik



Deutscher Militärverlag

Redaktionsschluß: 30. November 1962

Vorwort

Das vorliegende kleine Werk soll alle an der Halbleitertechnik interessierten Techniker, Funker, Amateure und Bastler mit dem notwendigsten Grundwissen ausstatten. Auf dieser Grundlage können dann später technische Bücher oder Fachberichte leichter gelesen und verstanden werden. Bei der Erläuterung von Funktion und Wirkungsweise der Transistoren und Dioden wird bewußt auf eine strenge Erklärung der physikalischen Grundlagen zugunsten der Beschreibung der Ausführungsformen und Einsatzmöglichkeiten verzichtet.

Das rasche Fortschreiten der Halbleitertechnik hat eine ganze Reihe neuer Bauelemente hervorgebracht, die dem Techniker heute meist nur dem Namen nach bekannt sind. Da aber in einigen Jahren zum Beispiel Tunneldioden, Zenerdioden, Vierschicht- und Zweibasisdioden auch in serienmäßig gefertigten Geräten verwendet werden dürften, erscheint eine Einführung in diese neue Technik gerechtfertigt.

In der bisher in der DDR erschienenen Fachliteratur hat die Diodentechnik nicht den ihr gebührenden Umfang der Darstellung gefunden, deshalb ist der Hauptteil dieser Broschüre den vielfältigen Einsatzmöglichkeiten moderner Halbleiterdioden gewidmet. Wenn die vorliegende „Einführung" den Leser zum Studium umfangreicherer technischer Werke anregt und einige aus der Praxis des Verfassers stammende Erfahrungswerte Einsatzfehler vermeiden helfen, hat die Broschüre ihren Zweck erfüllt.

Ich möchte allen am Zustandekommen dieses Büchleins Beteiligten herzlich für ihre Bemühungen danken.

Berlin, im September 1962 Hans Joachim Fischer

Inhalt

1. GESCHICHTLICHE ENTWICKLUNG DER HALBLEITERTECHNIK

1.1 Allgemeines

Wenn man die Entwicklung der Nachrichtentechnik und Elektronik in den letzten 50 Jahren betrachtet, so können einige Marksteine des technischen Fortschritts heute von jedem Laien genannt werden: die Einführung der Elektronenröhre und die Anwendung der Halbleitermaterialien für die Herstellung von Dioden und Transistoren, die Erschließung des Fernsehens für weite Kreise der Bevölkerung sowie die Fernmeß- und Fernsteuertechnik.

Vom technischen Standpunkt aus spielen die „aktiven“ Bauelemente, das heißt die verstärkenden Elemente, in allen Zweigen der Nachrichtentechnik und Elektronik die größte Rolle. Die Zeit nach dem ersten Weltkrieg sah die breite Einführung der Elektronenröhre, die nach dem zweiten Weltkrieg den Siegeszug der Transistoren und Halbleiterdioden. Dabei sind die Dioden früher entwickelt worden. Auf der Basis der mit ihnen gesammelten Erfahrungen konnte 1948 der Transistor erfunden werden. Viele physikalische und chemische Prozesse sind zur Herstellung des hochreinen Ausgangsmaterials für die Halbleiterbauelemente erforderlich, und nur ein hochindustrialisiertes Land kann die notwendige Grundlagenforschung betreiben sowie eine entsprechende Technologie zum Einsatz bringen. So verwundert es nicht, daß die ersten Produktionsergebnisse von solchen Ländern wie der SU, den USA, England, Japan oder Frankreich kamen. Die DDR ist seit 1953 bemüht, eine eigene Halbleiterentwicklung und -fertigung durchzuführen, wobei sie auf internationale Erfahrungen zurückgreifen kann. Dank der Initiative unserer Wissenschaftler und der uneigennützigen Hilfe der Sowjetunion besitzen wir heute ein umfangreiches Sortiment an Halbleiterbauelementen in der DDR. Um den Anschluß an das Weltniveau sind wir laufend bemüht. Sowohl bei Dioden als auch Transistoren hat die Weltproduktion die Milliardengrenze pro Jahr überschritten. Aus der modernen Elektrotechnik sind die

Halbleiterbauelemente nicht mehr wegzudenken, der Anwendungsbereich wird täglich größer.
Es ist deshalb an der Zeit, daß junge Menschen im Rahmen ihrer polytechnischen Bildung das Wichtigste über diese Bauelemente erfahren. Durch die Beschäftigung mit der modernen Technik wird jeder befähigt, seinen Gegebenheiten entsprechend an der Weiterentwicklung mitzuarbeiten.

1.2 Die Zeit der grundlegenden Erkenntnisse

Der historische Materialismus lehrt, daß bedeutende technische Errungenschaften nicht spontan geboren werden, sondern daß ein gewisser Stand der Produktivkräfte erforderlich ist, damit ein Umschwung von der Quantität in eine neue Qualität erfolgen kann. Einfacher gesagt: Erst muß ein gewisser Stand in der physikalischen oder chemischen Forschung sowie in der Technologie erreicht sein, ehe neue Geräte oder Bauelemente in die Massenfertigung übernommen werden können. Heute kann ein einzelner Wissenschaftler allein keine bahnbrechende Erfindung mehr entwickeln und zur Massenproduktion bringen; die dem gegenwärtigen Stand der Produktivkräfte am besten angepaßte Art der Forschung und Entwicklung ist die sozialistische Gemeinschaftsarbeit.
Voraussetzungen für die Schaffung der modernen Halbleiterbauelemente waren die Ergebnisse der physikalischen Grundlagenforschung über den Leitfähigkeitsmechanismus in Festkörpern, über die Beeinflussung der Leitfähigkeit durch kontrollierte Beimengungen, die physikalisch-chemische Herstellung von Reinststoffen und seltenen Metallen, die Technologie der Bearbeitung und nebenwirkungsfreien Verarbeitung der hochveredelten Rohstoffe.
Im Jahre 1886 entdeckte der deutsche Chemiker C. A. Winkler in Freiberg (Sa.) das Germanium, das einige Jahre vorher an Hand des periodischen Systems der Elemente von D. I. Mendelejew vorausgesagt worden war. Bereits 1823 hatte J. J. Berzelius das Silizium entdeckt. Beide Stoffe spielen in der Halbleitertechnik eine entscheidende Rolle.

Im Jahre 1906 setzte H. C. Dunwoody einen Karborundkristall zwischen Metallelektroden als Detektor für elektromagnetische Wellen ein und löste damit den Metallpulver-Fritter ab. G. W. Pickard schlug im selben Jahre einen Siliziumkristall mit Spitzenkontakt zur HF-Gleichrichtung vor. Dieser stellt die Urform des heute für Zentimeterwellenempfang verwendeten Siliziumdetektors dar. 1915 untersuchte C. A. F. Benedicks die Gleichrichtereigenschaften eines Germaniumkristalls. Damals existierte keine Theorie der Halbleitergleichrichter, die in der Lage war, die auftretenden Erscheinungen umfassend zu erklären. Bis zum zweiten Weltkrieg wurde die weitere Erforschung der Halbleitergleichrichter nur in geringem Umfange betrieben, andere technische Probleme standen im Vordergrund. Die Erschließung der Zentimeterwellen, vorwiegend für Zwecke der Radartechnik, brachte der Detektorentwicklung neuen Auftrieb. Für derart kurze Wellen waren Röhrendioden nicht zu verwenden, und es wurden überall auf der Welt umfassende Erfahrungen auf dem Gebiet der Germanium- und Siliziumdioden gesammelt. Auf der Grundlage dieser Erfahrungen konnte von den Amerikanern Bardeen, Brattain und Shockley im Jahre 1948 der „Halbleiterverstärker" oder Transistor (transfer-resistor = Übertragungswiderstand) zum Patent angemeldet werden. Über den Spitzentransistor aus Germanium ging nunmehr die Weiterentwicklung zum Ge-Flächentransistor und dann zum Siliziumtransistor. Die Erhöhung der im Transistor umgesetzten elektrischen Leistung und die Erweiterung des Einsatzbereichs nach immer höheren Frequenzen hin waren weitere Entwicklungsetappen. Parallel dazu liefen die Materialverbesserung der Ausgangsstoffe und die Suche nach neuen Elementen und Verbindungen mit Transistoreffekt. Der amerikanische Physiker Clarence Zener hatte das Verhalten von Dioden bei großen Sperrspannungen untersucht und dabei unter bestimmten Voraussetzungen einen abrupten „Sperrdurchbruch" beobachtet. Auf der Basis dieser Beobachtungen wurden nach 1948 „Zenerdioden" entwickelt, die es gestatten, kleine Spannungen konstant zu halten. 1957 untersuchte der Japaner Leo Esaki

hochgedopte Germaniumdioden und fand dabei den „Tunneleffekt". Dioden, die diesen Effekt zeigen, lassen sich zur Verstärkung und Schwingungserzeugung einsetzen, man nennt sie Tunnel- oder Esakidioden. Shockley entwickelte 1952 die Vierschichtdiode für Impulsschaltzwecke. Der Einsatz von Halbleitern für thermoelektrische Kühlung ist durch Arbeiten des sowjetischen Physikers Joffe und durch japanische Entwicklungen bekannt geworden. Täglich werden neue Gebiete erschlossen. Tausende Wissenschaftler und Techniker in der ganzen Welt arbeiten an der Vervollkommnung der Halbleiter, die aus unserem täglichen Leben nicht mehr wegzudenken sind.

1.3 Heutiger Stand

Ein Bild von dem Umfang der Halbleitertechnik kann man sich am besten machen, wenn man die beiden hauptsächlichen Vertreter — Dioden und Transistoren — in Form einer Tabelle mit den heute erreichten Grenzwerten darstellt. Dabei muß man die verschiedenen Einsatzbereiche unterscheiden. Die in den nächsten Jahren zu erwartenden Verbesserungen sind in Klammern angegeben.

Tabelle 1:

Wichtigste Grenzwerte von Dioden und Transistoren

a) Dioden

Kenngröße	Si-Spitzendiode	Si-Flächendiode	Ge-Spitzendiode	Ge-Flächendiode
Sperrspannung	100 V	750 V (1000 V)	150 V	600 V
maximaler Durchlaßstrom	30 mA	50 A (250 A)	20 mA	150 A (500 A)
Eigenkapazität	0,2 bis 2 pF	50 bis 5000 pF	0,2 bis 1,5 pF	20 bis 1000 pF
maximale Umgebungstemperatur	+ 125 °C	+ 125 °C	+ 85 °C	+ 85 °C
Sperrwiderstand bei + 20 °C	10^8 Ohm	10^6 Ohm	10^5 Ohm	10^6 Ohm
Grenzfrequenz	10^{11} Hz	10^5 Hz	10^{10} Hz	10^5 Hz

a) Dioden

Kenngröße	Selengleichrichter	Kupferoxydulgleichrichter	Gleichrichterröhre
Sperrspannung	35 V	10 V	bis 25 000 V
maximaler Durchlaßstrom	50 mA je cm^2 Gleichrichterfläche	bis 150 mA je cm^2	0,5 A
Eigenkapazität	0,02 $\mu F/cm^2$	0,05 $\mu F/cm^2$	10 bis 100 pF
maximale Umgebungstemperatur	+ 60 °C	+ 50 °C	+ 150 °C
Sperrwiderstand bei — 20 °C	10^3 Ohm	10^3 Ohm	größer 10^8 Ohm
Grenzfrequenz	10^4 Hz	10^4 Hz	10^9 Hz

b) Transistoren

Kenngröße	Ge-HF-Transistoren	Si-HF-Transistoren	Ge-Leistungs-Transistoren	Si-Leistungs-Transistoren
maximale Kollektorspannung	20 V (100 V)	30 V (150 V)	80 V (150 V)	80 V (125 V)
maximaler Kollektorstrom	0,1 A	0,1 A	25 A (100 A)	30 A (100 A)
maximale Umgebungstemperatur	+ 75 °C	+ 120 °C	+ 85 °C	+ 125 °C
Schwinggrenzfrequenz	4000 MHz	500 MHz	1 MHz (50 MHz)	1 MHz (50 MHz)
Rauschfaktor	4 dB	5 dB	—	—

Die angegebenen Werte stellen den Weltstand im Jahre 1962 dar. Vergleicht man damit den Stand der Technik in der DDR, so muß gesagt werden, daß die Grenzen sowohl hinsichtlich der Frequenz als auch der Leistung bisher noch nicht erreicht sind. Es liegen Leistungs-Transistoren mit Kollektorströmen bis 3 A und Sperrspannungen bis 60 V vor, ebenso HF-Transistoren mit einer Schwinggrenzfrequenz von knapp 100 MHz. Da bei uns die Entwicklungsarbeiten erst spät begannen, ist dieser Rückstand erklärlich. Durch die intensive

Arbeit aller in der Halbleitertechnik Tätigen wird er bald aufgeholt sein. Die ersten Muster von Siliziumtransistoren der Typen OC 920 · · · 923 werden seit Ende 1962 ausgeliefert.

2. PHYSIKALISCHE GRUNDLAGEN DER SPERRSCHICHTHALBLEITER

Für die Anwendung der neuen Bauelemente in der Technik ist ein Grundwissen über ihre Wirkungsweise und ihre Technologie unerläßlich. Manche beim Einsatz auftretenden Probleme lassen sich nur erklären, wenn man die Eigenschaften des Ausgangsmaterials und die Besonderheiten der Herstellung kennt. Eine exakte Darstellung der physikalischen Grundlagen würde jedoch den Rahmen dieser Broschüre übersteigen und zu hohe mathematische Anforderungen an den Leser stellen.

Zunächst sollen die wichtigsten Eigenschaften der Halbleitermaterialien besprochen werden.

2.1 Halbleitermaterialien

Das heute in der Welt für die Halbleiterproduktion am meisten verwendete Material ist das Germanium, ihm folgt unmittelbar das Silizium, für dessen Reindarstellung jedoch ein erhöhter technologischer Aufwand erforderlich ist. Das von Berzelius Mitte des vergangenen Jahrhunderts entdeckte Selen wird auch heute noch in großem Umfange für die Gleichrichterproduktion verwendet, hat jedoch durch Germanium und Silizium stark an Bedeutung verloren. Einige wichtige physikalische Kenngrößen der beiden zur vierten Gruppe des periodischen Systems nach Mendelejew und Meyer gehörenden Stoffe Si und Ge sind in Tabelle 2 dargestellt. Die weitere Forschung auf dem Gebiet der Halbleitermaterialien zielt darauf hin, Legierungen oder ähnliches zu finden, die einen größeren Temperaturbereich der Bauelemente gestatten oder ein Arbeiten bei höheren Frequenzen ermöglichen. Seit etwa 1935 wird die Gruppe der AIII/BV-Legierungen erforscht, das heißt, es werden Verbindungen von Elementen der dritten und fünften Gruppe des periodischen Systems auf ihre halbleitenden Eigenschaften

hin untersucht. Bekannt geworden sind die Legierungen Indium—Antimonid, Gallium—Arsenid, Indium—Phosphid. Es werden auch Versuche über Germanium—Silizum-Legierungen durchgeführt; halbleitende Eigenschaften wurden bei Siliziumkarbid festgestellt. Hier ist noch viel Neuland zu erschließen, denn alle diese Untersuchungen setzen Reinheitsgrade der Ausgangsmaterialien voraus, die noch vor einigen Jahren utopisch erschienen. Jede Neuentdeckung auf dem Gebiet der Halbleitermaterialien bedeutet aber gleichzeitig die Entwicklung einer ganzen Reihe neuer Bauelemente mit verbesserten elektrischen Eigenschaften.

Tabelle 2:

Eigenschaften von Germanium und Silizium

Kenngröße	Germanium	Silizium
Ordnungszahl	32	14
Atomgewicht	72,6	28,06
Wichte	5,32 g/cm³	2,4 g/cm³
Schmelzpunkt	+ 958 °C	+ 1450 °C
spezifischer Widerstand des reinen Materials	60 Ohm · cm	$6 \cdot 10^4$ Ohm · cm
Dielektrizitätskonstante	16	12,5
Breite der verbotenen Zone	0,75 eV	1,12 eV
Schleusenspannung	0,5 V	0,6 V

2.2 Sperrschichteffekte

Die Halbleiter nehmen mit ihren elektrischen Eigenschaften das Gebiet zwischen den Leitern (Metallen) und den Isolatoren (Dielektrika) ein. Sie haben spezifische Widerstände im Gebiet 10 bis 10^{10} Ohm·cm. Bei den Metallen ergibt sich durch die schwache Kopplung zwischen dem Atomkern und den Elektronen der äußeren Bahnen eine gute elektrische Leitfähigkeit, denn die Hüllenelektronen können leicht abgetrennt werden und wandern dann als freie Ladungsträger.

Als Bild für das Atom benutzen wir das Bohrsche Modell, nach dem jedes Atom aus dem Kern (Protonen und Neutronen) und den ihn umgebenden Elektronen besteht. Die Elektronen umkreisen den Atomkern auf verschiedenen Bahnen, die Elektronen der äußersten Bahn werden Valenzelektronen genannt, denn sie bestimmen die Art der chemischen Bindung. Durch Abtrennung eines Elektrons der äußeren Bahn wird das Atom zum Ion, das heißt, durch Wegnahme eines Hüllenelektrons verbleibt ein positiv geladenes Atom. Sowohl beim Germanium als auch beim Silizium kreisen auf der äußersten Hülle 4 Valenzelektronen, deshalb sind beide Stoffe zur vierten Gruppe des periodischen Systems gehörig. In Bild 1 sind die Atommodelle für

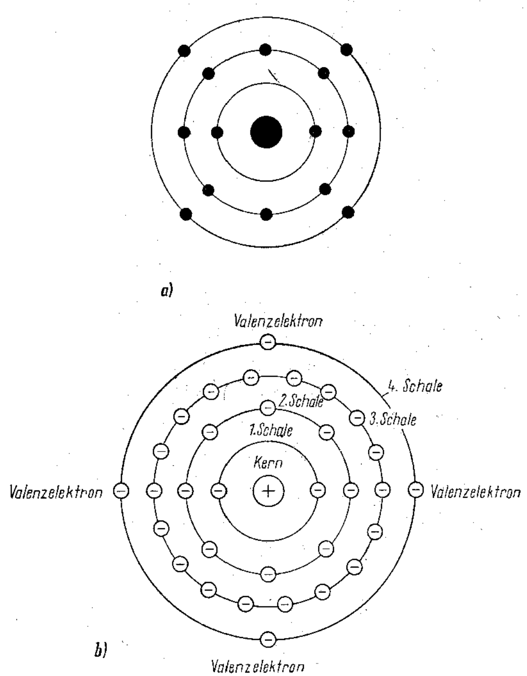


Bild 1
a) Atommodell des Siliziums, b) Atommodell des Germaniums

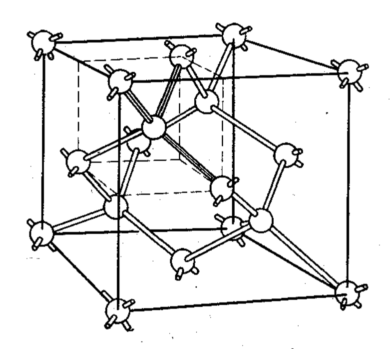


Bild 2
Kristallgitter des Germaniums

Si und Ge dargestellt, das Ge hat eine Hülle (so nennt man die Elektronenbahn) mehr, die Zahl der Elektronen gibt die Ordnungszahl des periodischen Systems. Mehrere Germaniumatome können sich untereinander binden, sie bilden dann ein Kristallgitter mit Diamantstruktur, wie es in Bild 2 gezeigt wird. Eine Gitterzelle enthält 8 Atome, die durch je 2 Elektronenbindungen miteinander verknüpft sind. Ohne äußere Ionisation und ohne Fremdstoffbeimengung ist die Leitfähigkeit eines solchen „idealen“ Germaniumkristalls gering. Nur die durch thermische Stoßprozesse frei gemachten Hüllenelektronen sorgen für eine Eigenleitfähigkeit. Durch Einbringen von Fremdstoffen ins Kristallgitter, zum Beispiel durch Einlagern drei- oder fünfwertiger Atome, wird eine Störstellenleitung erreicht, denn bei einem fünfwertigen Stoff bleibt je Gitter-

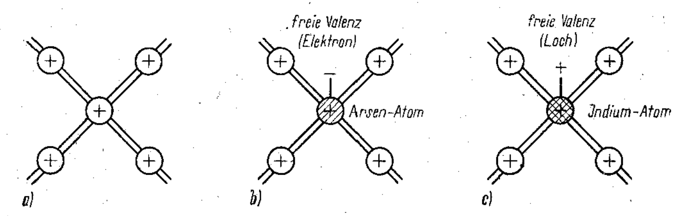


Bild 3 a) Elementarzelle des Ge-Kristalls ohne Verunreinigungen, b) Elementarzelle des n-leitenden Germaniumkristalls, c) Elementarzelle des p-leitenden Germaniumkristalls

element ein Elektron ungebunden. Dieses bewirkt die „Störstellenleitung“, die bei den Halbleiterbauelementen ausgenutzt wird. Betrachtet man die drei möglichen Fälle des Kristallgitters in Bild 3, so kann folgendes gesagt werden: Im Falle des verunreinigungsfreien idealen Kristalls sind alle Gitterelektronen gebunden, es tritt nur Eigenleitung bei Erwärmung auf. Werden fünfwertige Verunreinigungen kontrolliert eingebracht, so tritt Störstellen-Elektronenleitung (ähnlich wie die Elektronenleitung bei Metallen) auf. Man nennt den Vorgang des Einbringens von Störstellen „Dopen“. Einen mit fünfwertigen Stoffen gedopten Halbleiter nennt man n-Halbleiter. Lagert man dreiwertige Störstellen ein, so fehlt an der Einlagerungsstelle ein Elektron. Dieses kann aus dem Nachbaratom herausgelöst werden. Man nennt die fehlenden Elektronen „Löcher“. Sie können ebenfalls zur Leitfähigkeit beitragen, wobei die Löcher in umgekehrter Richtung wie die Elektronen wandern. Mit dreiwertigen Stoffen gedopte Halbleiter heißen p-Halbleiter.
Die Wirkungsweise einer Halbleiterdiode hängt nun von den physikalischen Prozessen ab, die sich in der Grenzzone zwischen einem p-leitenden und einem n-leitenden Ge- oder Si-Kristall abspielen. Man nennt diese Grenzzone pn- oder np-Schicht. Auch die Spitzendiode hat einen solchen pn-Übergang zwischen der Kontaktnadel und dem Kristall. Bild 4 zeigt die Ver-

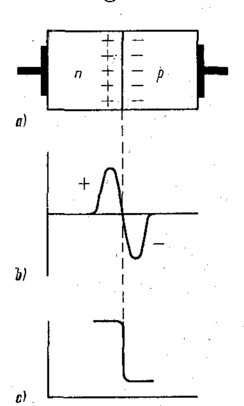


Bild 4
Verhältnisse an einer pn-Schicht; a) Bildung der elektrischen Doppelschicht, b) Verteilung der Ladungsdichte, c) Potentialwall an der pn-Schicht

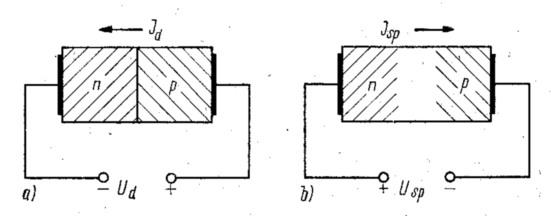


Bild 5
pn-Schicht mit angelegter äußerer Spannung; a) Durchlaßfall, Potentialwall wird abgebaut, b) Sperrfall, Potentialwall wird vergrößert

hältnisse an einer pn-Schicht. Die Bewegung der elektrischen Ladungen durch den pn-Übergang entspricht der Diffusion (dem Austausch), wenn keine äußere Spannung an der pn-Schicht liegt. Die Diffusion erfolgt auf Grund der unterschiedlichen Konzentration der jeweiligen Ladungsträger im n- oder p-Gebiet. So ist zum Beispiel die Konzentration der Elektronen im n-Halbleiter höher als im p-Halbleiter. Die in größerer Menge im jeweiligen Gebiet vorhandenen Ladungsträger nennt man „Majoritätsträger“. Elektronen als Majoritätsträger des n-Gebiets diffundieren also ins p-Gebiet, weil dort geringere Elektronenkonzentration herrscht, und sie laden dabei die Sperrschichtgrenze des p-Gebiets negativ auf. Die Grenzschicht des n-Gebiets ladet sich durch die Abwanderung der Elektronen positiv auf, so daß sich an der Grenze eine elektrische Doppelschicht bildet. Die Diffusion der Minoritätsträger erzeugt eine zusätzliche, gleichgerichtete Aufladung. An der Doppelschicht entsteht auf diese Weise ein Potentialwall, der einem weiteren Diffundieren der Ladungsträger über die Sperrschicht entgegenwirkt. Es können nämlich nur die Elektronen ins andere Gebiet gelangen, die eine so hohe Energie besitzen, daß sie den Potentialwall überwinden. Da die Sperrschicht oder pn-Schicht arm an Majoritätsladungsträgern ist (Abstoßungseffekt), hat sie einen hohen elektrischen Widerstand. Dieser wird nur bei höheren Temperaturen durch die dann einsetzende Eigenleitung verringert. Legt man an die pn-Schicht eine äußere Spannung an, wie es Bild 5 zeigt, so können zwei Fälle

auftreten. 5a: Hier wirkt das äußere Feld der Sperrschicht entgegen und baut den Potentialwall ab. Die Majoritätsträger werden von den Elektroden zur Sperrschicht hin bewegt, der Widerstand der Sperrschicht nimmt ab, und ein Strom fließt über die pn-Schicht. Dieser hängt von der angelegten Spannung ab. Man nennt diesen Fall des Einschaltens der pn-Schicht den „Durchlaßfall". Schaltet man die äußere Spannungsquelle nach 5b in umgekehrter Richtung an, so werden die Majoritätsträger von der Sperrschicht abgesaugt, diese verbreitert sich, und der Potentialwall wird vergrößert. Die Majoritätsträger können nicht mehr über die pn-Schicht gelangen, und es verbleibt nur eine Restleitfähigkeit durch die Bewegung der Minoritätsträger. Man nennt diesen Fall den „Sperrfall". In Analogie zur Röhrendiode kann gesagt werden, daß der p-Halbleiter der Anode, der n-Halbleiter der Katode entspricht. Als Unterschied zur Röhrendiode ist anzuführen, daß am Leitfähigkeitsmechanismus zwei Arten von Ladungsträgern beteiligt sind. Bei der Röhrendiode leiten nur Elektronen den Strom. Stellt man den Stromfluß in beiden Richtungen als Funktion der angelegten Spannung dar, so erhält man die Diodenkennlinie, die eine charakteristische Form hat. Bild 6 zeigt ein Beispiel. Der Durchlaßast ist steil, der Kurvenverlauf kann etwa durch eine quadratische Parabel angenähert werden. Bereits bei kleinen angelegten Spannungen fließen hohe Ströme. Der Sperrast verläuft hingegen bis zur Durchbruchsspannung flach, dort tritt ein Lawineneffekt der Ionisierung auf, und die Sperrschicht

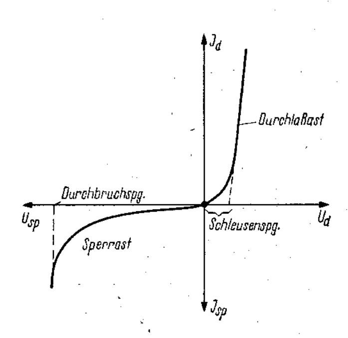


Bild 6
Kennlinie eines Sperrschichtgleichrichters

wird zerstört. Der in Bild 6 angegebene Verlauf der Diodenkennlinie ist bei allen Halbleiterdioden ähnlich, Unterschiede treten nur im Sperrast bei der Durchbruchsspannung auf. Eine Ausnahme bildet die Tunneldiode, die im Durchlaßast ein Gebiet negativen Widerstands hat. Darauf wird weiter unten noch eingegangen.
Durch Kombination zweier pn-Übergänge, entweder in der Folge pnp oder npn, gelangt man zum Transistor. Man schließt an diese pn-Übergänge zwei äußere Spannungsquellen so an, daß der Übergang Basis-Emitter (so nennt man die sperrschichtfreien Kontakte des Bauelements) in Durchlaßrichtung mit kleinem Widerstand, der Übergang Basis-Kollektor dagegen in Sperrichtung mit hohem Widerstand arbeitet. Bild 7 zeigt die Schaltung. Beim pnp-Transistor fließen vom

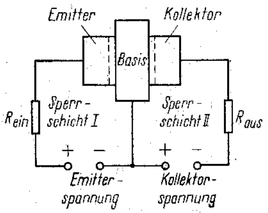


Bild 7
Prinzipielle Wirkungsweise des Flächentransistors

Emitter aus Löcher in den Basisraum durch die Basissperrschicht. Hier rekombiniert ein Teil mit den Elektronen des Basisraums, der Rest gelangt zum Kollektor und fließt als Kollektorstrom ab. Die Größe des Kollektorstroms hängt von der Anzahl der in den Basisraum injizierten Löcher ab. Diese wiederum läßt sich durch die Basis-Emitterspannung verändern. Durch die unterschiedlichen Widerstände und Spannungen an den beiden Sperrschichten tritt eine Verstärkerwirkung auf. Dies läßt sich aus Bild 7 leicht ableiten. Die dem Transistor zugeführte Eingangsleistung ist $N_e = I_e^2 \cdot R_e$. Entsprechend wird die Ausgangsleistung $N_a = I_k^2 \cdot R_a$. Dabei ist I_e der fließende Emitterstrom, I_k der Kollektorstrom. Auf Grund der Rekombination im Basisraum ist der Kollektorstrom etwas kleiner als der Emitterstrom. Man bezeichnet

das Verhältnis der Ströme I_k/I_e mit α und nennt diese Größe „Stromverstärkung". Bei den heute üblichen Transistoren liegt α zwischen 0,85 und 0,995. Die Leistungsverstärkung des Transistors beträgt

$$V_n = N_a/N_e = I_k^2 \cdot R_a/I_e^2 \cdot R_e.$$

Da die Leistungsverstärkung das Produkt aus Strom- und Spannungsverstärkung ist, kann man weiterhin schreiben:

$$V_n = V_u \cdot \alpha.$$

Damit wird die Spannungsverstärkung

$$V_u = V_n/\alpha = \alpha \cdot \frac{R_a}{R_e}.$$

Setzt man übliche Werte ein, zum Beispiel R_e = 50 Ohm. R_a = 5 kOhm und α = 0,95, so wird V_u = 0,95 · 5000 50 = 95fach.

Somit ist erwiesen, daß der aus zwei pn-Übergängen bestehende Transistor als Verstärker wirkt. Der in der Anfangszeit der Transistortechnik vorwiegend benutzte Spitzentransistor hat heute seine Bedeutung auf Grund seiner Instabilität und des starken Rauschens verloren, es werden fast ausschließlich Flächentransistoren, und hierbei wieder in größerem Maße pnp-Transistoren, benutzt.

3. TECHNISCHE GRUNDLAGEN DER HALBLEITERDIODEN

3.1 Technologie

Vom Erkennen der grundlegenden physikalischen Erscheinungen an Halbleitern bis zur Großserienfertigung von Halbleiterdioden für verschiedenste Zwecke bedurfte es eines weiten Weges. Obwohl im zweiten Weltkrieg bereits für Radarzwecke Silizium- und auch Germanium-UHF-Dioden eingesetzt wurden, handelte es sich doch noch um Labor- oder Kleinserienfertigung mit geringen Stückzahlen. Erst 1946 bis 1950 wurde in den hochindustrialisierten Ländern die Produktion von Ge- und Si-Dioden aufgenommen. Die gegenwärtige Weltproduktion liegt bei einigen Milliarden pro Jahr, die Typenzahl beträgt einige Tausend. Grundlage für die Fertigung war die Herstellung hochreinen Germaniums und Siliziums. Man geht beim Germanium vom GeO_2 (Germaniumdioxyd) aus, reduziert es mit Wasserstoff zu metallischem Germanium. Obwohl dieses vom üblichen chemischen Standpunkt aus rein ist (Reinheit 99,99 %), hat es eine Reihe von Beimengungen, die es für die Halbleiterherstellung ungeeignet machen. Die weitere Reinigung erfolgt durch Zonenschmelzen. Bild 8 zeigt die Anordnung im Prinzip. In einem Quarzrohr befindet sich das Quarzschiffchen (1) mit dem Germaniumpulver. Über ein Getriebe

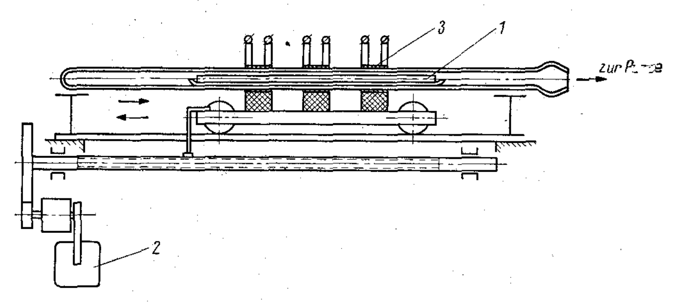


Bild 8 Zonenschmelzverfahren zur Reinigung des Germaniums; 1 — Tiegel, 2 — Motor mit Getriebe, 3 — Glühspulen

mit Motor (2) wird ein Wagen mit mehreren Glühspulen geringer Breite (3) über das Quarzrohr hinwegbewegt. Um eine Oxydation zu vermeiden, ist das Quarzrohr mit einer Vakuumpumpe verbunden. Da sich nun die Verunreinigungen im flüssigen Germanium leichter lösen als im festen, kann durch Bewegen der Schmelzzone eine Verlagerung der Verunreinigungen an ein Ende des Ge-Barrens erfolgen, denn die Verunreinigungen wandern mit der geschmolzenen Zone mit. Nachdem dieser physikalische Reinigungsvorgang mehrmals durchlaufen worden ist, befinden sich alle Verunreinigungen in einem Ende des Barrens, das dann abgetrennt wird. Das so gereinigte Material ist noch polykristallin. Zur endgültigen Verwendung für Halbleiterbauelemente muß ein Einkristall gezogen werden. Dies geschieht aus einer Ge-Schmelze nach dem Zonenreinigen (Czochralski). Bild 9 zeigt

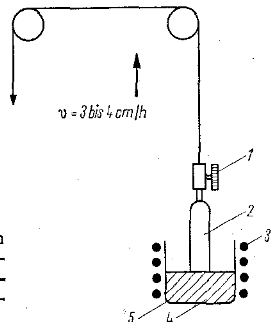


Bild 9
Einkristallziehvorrichtung (nach Czochralski); 1 — Halter für Impfkristall, 2 — wachsender Einkristall, 3 — Heizvorrichtung, 4 — Schmelze, 5 — Tiegel

das Verfahren schematisch. Man befestigt an der Halterung (1) einen Germaniumimpfkristall. Zu Beginn des Prozesses taucht man ihn in die Schmelze (4), die sich im Tiegel (5) befindet und mittels Heizspule (3) (z. B. über einen HF-Wärmegenerator) zum Schmelzen gebracht wurde. Der Einkristall (2) wird mit einer Zuggeschwindigkeit von 3 bis 4 cm/Std. aus der Schmelze gezogen. Nach allen diesen Prozessen hat

das Germanium eine Reinheit von 10^{-9}, es ist undotiert, man kann die Dotierung (Einbringung von Störstellen) während des Einkristallziehens durchführen und beispielsweise Einkristalle mit stets wechselnder Leitfähigkeit (aufeinanderfolgende pn-Schichten) ziehen.

Die Verarbeitung und Reinigung des Siliziums ist bei weitem schwieriger als die des Germaniums, weil es einen höheren Schmelzpunkt hat und in geschmolzenem Zustand chemisch sehr aktiv ist. Man geht entweder von $SiCl_4$ (Siliziumtetrachlorid), SiJ_4 (Siliziumtetrajodid) oder vom $SiCHl_3$ (Trichlorsilan) aus und reduziert diese Verbindungen mit Zinkdampf oder Wasserstoff. Die Zonenschmelze muß vertikal und ohne Tiegel durchgeführt werden, was ebenso wie das Einkristallziehen bei höherer Temperatur größere technologische Schwierigkeiten mit sich bringt. Der Preis des für Halbleiterbau geeigneten Siliziums liegt daher auch höher als der des Germaniums.

Wenn beide Ausgangsstoffe mit der gewünschten Leitfähigkeit als Einkristalle vorliegen, werden sie mit der Diamantsäge weiterverarbeitet. Es werden Plättchen von einigen Quadratmillimetern Fläche herausgeschnitten, die man anschließend mit einem Kristallhalter verlötet und an der Oberfläche ätzt. Damit Luftsauerstoff und Wasserdampf die Eigenschaften des Gleichrichters nicht verschlechtern, wird das Kristall mit seiner Gegenelektrode (Sperrschicht oder Spitze) luftdicht gekapselt. Dies erfolgt entweder durch Einschmelzen in Glasröhrchen oder durch Einbau in ein verschweißtes Metallgehäuse mit Durchführungsisolator. Jede Bauart hat ihre Vor- und Nachteile. Bei hohen Frequenzen wird die Glasröhrchenform vorgezogen, weil sie kleinere Gehäusekapazitäten ergibt. Da Germaniumdioden lichtempfindlich sind, muß das Glasröhrchen in lichtundurchlässigen Lack getaucht werden. (Bei Bestrahlung mit wechselstromgespeisten Glühlampen ergibt sich sonst ein Brummen durch Modulation der Leitfähigkeit der Diode.) Diesen Nachteil haben die Metallgehäuse nicht, jedoch stören die größeren Gehäusekapazitäten, und die Herstellung ist teurer.

3.2 Spitzendioden

Bild 10 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Spitzendiode in Keramikausführung (dies kann man als Sonderform der Glasdiode ansehen) der Typenreihe OA 625ff beziehungsweise Д 1. Eine Keramikhülse wird an beiden Stirnseiten mit einem lötfähigen leitenden Belag versehen (1). Die Metallflansche (2) und (3) können dann mit dieser Hülse verlötet werden, wodurch

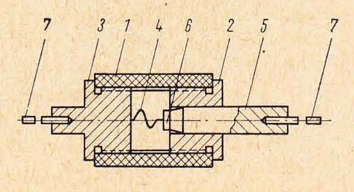


Bild 10
Konstruktiver Aufbau einer Spitzendiode (Type OA 6··· oder DG-Z 1); 1 — Keramikhülse, 2 — 3 — Metallflansche, 4 — Wolframnadel, 5 — Kristallhalter, 6 — Germaniumkristall, 7 — Zuleitung

die Diode luftdicht gekapselt ist. An einem Flansch (3) wird eine dünne, an der Spitze möglichst punktförmige Wolframnadel (4) befestigt. Am anderen Flansch ist das Germanium- oder Siliziumplättchen angebracht (6). (7) sind die Zuleitungsdrähte. Beim Zusammenbau trifft die Spitze auf den Kristall und drückt sich infolge ihrer Form fest darauf. Nach dem Verlöten wird durch einen kurzen Stromstoß die Spitze

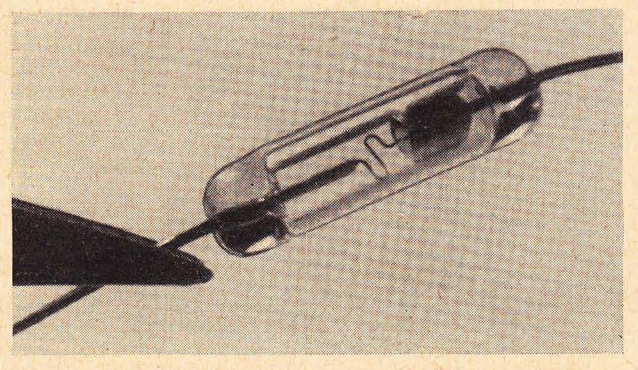


Bild 11 Punktkontakt-Glasdiode

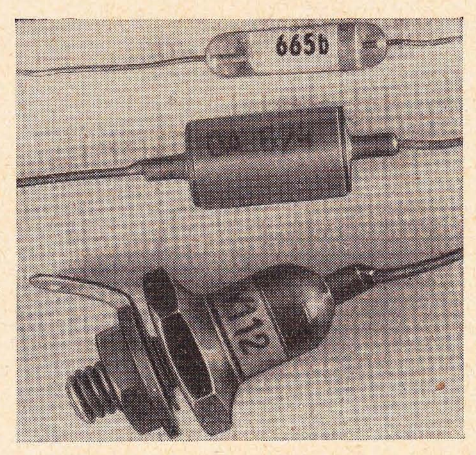


Bild 12
Ausführungsformen von Germaniumdioden (doppelte Größe)

mit dem Kristall verschweißt. Man nennt diesen Vorgang „formieren“. Rings um die Spitze bildet sich die für den Gleichrichtungsprozeß notwendige pn-Schicht. Räumlich kleiner und auch einfacher ist die Glasdiode, wie sie Bild 11 zeigt. Die beiden Zuleitungsdrähte werden direkt in das Glasröhrchen eingeschmolzen, es muß nur darauf geachtet werden, daß Glas und Draht gleiche Ausdehnungskoeffizienten haben, sonst treten bei Temperaturänderungen Haarrisse auf, und die Diode ist nicht mehr luftdicht. Die Mehrzahl der heute in Geräten eingesetzten Dioden wird in dieser Art hergestellt. In Bild 12 sind zur Veranschaulichung nochmals einige in der DDR produzierte Germaniumdioden dargestellt. Oben erkennt man eine Glasdiode. Die Typenkennzeichnung erfolgt durch ein Abziehbild. Darunter ist eine Keramikdiode gezeigt; diese Form war früher üblich, sie wurde von den Glasdioden abgelöst. Ganz unten sehen wir einen Flächengleichrichter in einem Metallgehäuse. Zur Befestigung auf dem Chassis und zur Wärmeableitung ist die eine Seite des Gleichrichters mit einem Schraubbolzen versehen,

die andere Zuleitung durch einen Glasperlenisolator eingebracht. (Näheres hierzu in 3.3.)
Für die Anwendung im Zentimeterwellen-Bereich muß man die Dioden leicht auswechselbar gestalten, hier wird die Keramik-Patronenform oder die Metall-Koaxialform vorgezogen. Da diese Dioden jedoch nicht in der Amateurpraxis zur Anwendung kommen, erübrigt es sich, näher auf sie einzugehen.

3.3 Flächendioden

Die Flächendioden benutzen, wie ihr Name schon sagt, eine ausgedehnte pn-Schicht als Sperrschicht. Man bringt dazu zum Beispiel eine Indiumperle auf das Ge-Kristall auf und läßt durch Erwärmen einen Teil des Indiums in das Germanium diffundieren. Es bildet sich eine flächenhafte pn-Schicht, und an der Indiumperle kann der Zuleitungsdraht für den Gleichrichter angelötet werden. Die Vorteile der Flächendioden sind: größere Richtströme, kleinere Durchlaßwiderstände, höherer Richtwirkungsgrad. Ihre Nachteile hingegen: nur bei niedrigen Frequenzen (bis 100 kHz) einsetzbar, geringere Sperrwiderstände, große Sperrschichtkapazitäten. Das Hauptanwendungsgebiet dieser Gleichrichter liegt in der Gleichrichtung des Netzwechselstroms,

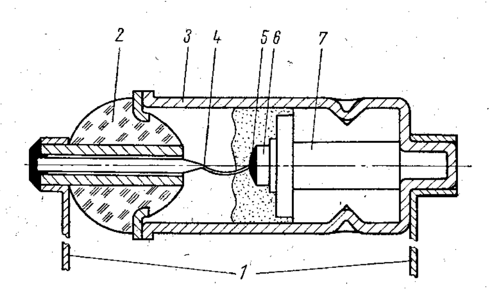


Bild 13 Konstruktiver Aufbau eines Germanium-Flächengleichrichters (Type DG-Z 27); 1 – Stromzuführungen, 2 – Glasperle, 3 – Metallhülse, 4 – Kontaktdraht, 5 – Indiumperle, 6 – Germaniumplättchen, 7 – Kristallhalter

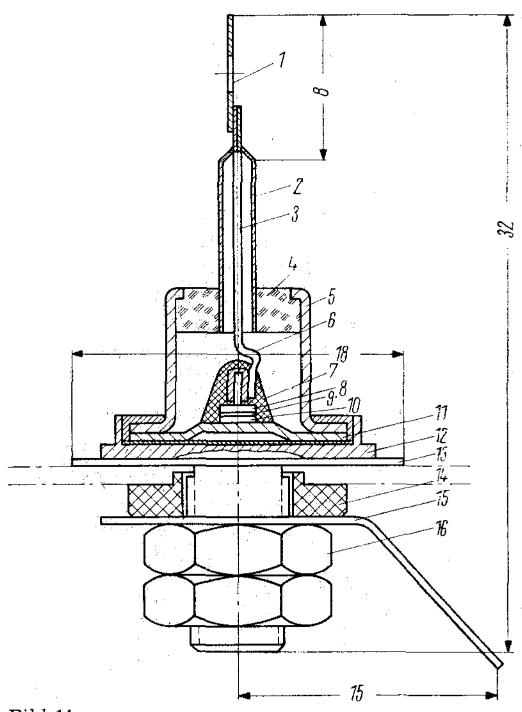


Bild 14
Konstruktiver Aufbau eines Silizium-Flächengleichrichters (D 202); 1 — Zuleitungsdraht; 2 — Röhre, 3 — innerer Draht, 4 — Isolator, 5 — Gehäuse, 6 — Zuleitung, 7 — Aluminium, 8 — Siliziumplättchen, 9 — Gold-Antimon-Legierung, 10 — Grundplatte, 11 — Kristallhalter, 12 — Metallscheibe, 13 — Glimmerscheibe, 14 — Isolierbuchse, 15 — Kontaktfahne, 16 — Mutter

im Tonfrequenzgebiet und bei langsamen Impulsschaltungen. In Bild 13 wird der Aufbau einer Germaniumflächendiode gezeigt. Es handelt sich um die sowjetische Type ДГ-Ц 27. Die Anschlußfahnen (1) sind mit dem Gehäuse beziehungsweise Glasperlenisolator verbunden (2). Das Metallgehäuse (3) umschließt den aus der Zuführung (4), der Indiumperle (5) und dem Ger-

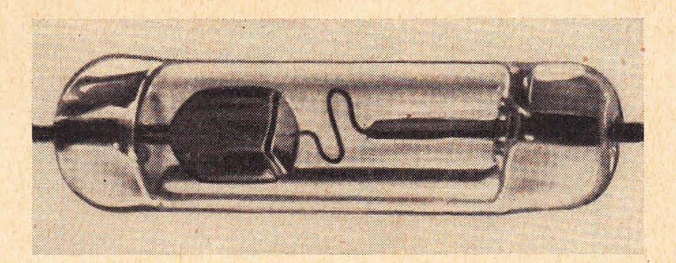


Bild 15 Ausführungsbeispiel einer Spitzendiode in Glasausführung

maniumkristall (6) bestehenden Gleichrichter. (7) ist der Kristallhalter. Das in Bild 13 dargestellte Aufbauprinzip kehrt bei allen konstruktiven Ausführungen wieder. Zum Abschluß des Abschnitts über den konstruktiven Aufbau von Dioden soll noch ein Beispiel für einen Silizium-Flächengleichrichter angegeben werden. Es handelt sich um einen sowjetischen 0,5-A-Netzgleichrichter, der mit Sperrspannungen bis 400 V hergestellt wird. In der DDR entspricht die Serie OY 910ff dieser Type. Bild 14 stellt einen Schnitt durch diesen Gleichrichter dar. Der Zuleitungsdraht (1) ist mit einem

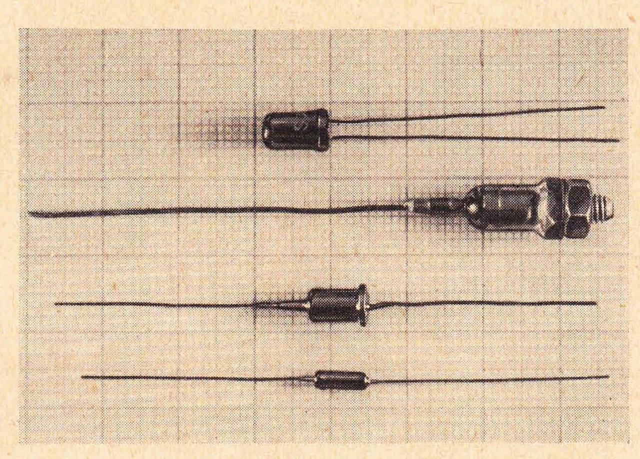


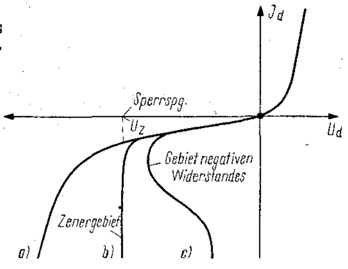
Bild 16 Ausführungsformen von Flächendioden

Röhrchen (2) verschweißt und führt in dessen Innern als Leiter (3) weiter. (4) ist der Glasisolator, (5) das Metallgehäuse, das mit dem Kristallhalter (11) verschweißt wird. Das Siliziumkristallscheibchen (8) mit einem spezifischen Widerstand von 30 Ohm · cm wird bei einer Temperatur von 650 bis 700 °C mit einem Aluminiumscheibchen (7) zusammengebracht, wodurch sich (im Vakuum oder in einem inerten Gas) die Sperrschicht bildet. Mit einer Gold-Antimonlegierung (9) wird das Kristall sperrschichtfrei mit dem Halter (11) verbunden. Die Metallscheibe (12) dient zur Verbesserung der Wärmeableitung. Mit der Glimmerscheibe (13) und der Isolierbuchse (14) kann der Gleichrichter isoliert auf dem Chassis montiert werden. In Bild 15 und 16 können wir nochmals praktische Beispiele für Spitzen- und Flächendioden betrachten. Durch intensive technologische Verbesserungen sind die Dioden zu sehr zuverlässigen, robusten Bauelementen geworden, die bei richtiger Dimensionierung der Schaltung praktisch unbegrenzte Lebensdauer haben. Dem Problem der Fertigungsstreuung begegnet man durch Produktion von Typenreihen, wobei man zum Beispiel die Dioden nach ihrer maximalen Sperrspannung oder nach anderen Parametern sortiert.

3.4 Sonderformen

Neben den bereits beschriebenen, den Kern der modernen Diodentechnik bildenden Formen sind in letzter Zeit noch einige Sonderformen von Dioden bekannt geworden, die für spezielle Anwendungen Vorteile bieten. Die eine Gruppe benutzt physikalische Vorgänge im Sperrbereich, die andere solche im Durchlaßbereich. Die Vierschichtdioden dagegen bilden durch geeigneten Aufbau Eigenschaften von Glimmröhren und Thyratrons nach. Zur Erläuterung der Sonderformen betrachten wir zunächst die Sperrkennlinie von Dioden. Bild 17 zeigt drei in der Praxis vorkommende Fälle. Der gewöhnliche Fall ist a), hier steigt der Sperrstrom zunächst allmählich, dann immer stärker an, bis die Diode (meist durch thermische Überlastung der Sperrschicht) durchschlägt. Die Geschwindigkeit

Bild 17
Verschiedener Verlauf des Sperrastes von Halbleiterdioden



der Ladungsträger bei der hohen Sperrspannung bewirkt Stoßionisation im Kristall, daher das Abknikken der Sperrkennlinie. Der Fall b) stellt einen von C. Zener etwa 1935 beobachteten Sonderfall dar. Hierbei bleibt über einen größeren Strombereich die Durchbruchsspannung konstant. Dies findet man in erster Linie bei Siliziumflächendioden mit kleinem spezifischem Widerstand des Halbleitermaterials. Die Kennlinie ähnelt in ihrer Art der eines Glimmstreckenstabilisators, nur daß der Effekt bei kleineren Spannungen (2 bis 50 V) einsetzt. Es liegt nahe, derartige Dioden zur Spannungsstabilisierung zu verwenden. Sie verfügen über niedrigen Innenwiderstand, geringe Temperaturabhängigkeit und gute Langzeitkonstanz. In der DDR werden „Zener-Dioden“, wie man sie zu Ehren des Entdeckers dieses Effekts nennt, vom VEB Werk für Fernsehelektronik mit der Typenbezeichnung ZA 250/6···15 hergestellt. Fall c) stellt schließlich den Fall negativen Widerstands im Sperrast dar. Dieser Effekt wurde bereits 1922 an Bleiglanz- und Pyritkristallen von dem sowjetischen Physiker Lossew entdeckt und von ihm zur Schwingungserzeugung benutzt. (Einen ähnlichen Effekt kennt man auch bei Glimmröhren.) Aus der Kennlinie ist ersichtlich, daß nach Überschreiten einer gewissen Einsatzspannung bei abnehmender Spannung der Strom weiter zunimmt. Definiert man das Verhältnis Spannungsänderung zu Stromänderung in jedem Kurvenpunkt als „differentiellen“ Widerstand, so ergibt sich ab Punkt x der Kurve ein negativer Wert. Jeder Schwingkreis besitzt jedoch einen endlichen positiven Widerstand (seinen

Verlustwiderstand). Schaltet man diesem Verlustwiderstand nun den mit der Diode erzeugten negativen Widerstand parallel und ist letzterer größer, so werden Schwingungen angefacht. Auch wenn der negative Widerstand kleiner als der Verlustwiderstand des Kreises ist, treten bereits Verstärkereffekte durch Entdämpfung auf. Lossew nannte eine mit einer derartigen Diode aufgebaute Schwingschaltung „Kristadyn", sie hat sich aber auf Grund des instabilen Verhaltens der damaligen Dioden nicht einführen können.

Die durch die Arbeiten des japanischen Physikers L. Esaki im Jahre 1957 bekannt gewordene Tunneldiode nutzt einen Effekt im Durchlaßbereich zur Erzeugung eines stabilen negativen Widerstands aus. Ihren Namen „Tunneldiode" verdankt sie dem Tunneleffekt der Elektronen in hochdotiertem Germanium. Es ist möglich, daß Elektronen mit geringer Eigenenergie den Potentialwall durchdringen, ohne Energie aufzuwenden. Das Grundmaterial der Tunneldiode kann Germanium, Silizium oder Galliumarsenid sein. Es ist niederohmig, auch im negativen Ast. Damit stellt die Tunneldiode ein niederohmiges zweipoliges Schaltelement dar, das nur geringe Spannungen zur Speisung benötigt. Die Größe des negativen Widerstands, den man mit Tunneldioden erzeugen kann, liegt etwa bei 10 bis 500 Ohm. Bild 18 zeigt den Durchlaßast der Tunneldiode. Man erkennt den Bereich negativen Widerstands. Für die Kennzeichnung der Eigenschaften der Diode genügt die Angabe des Hökkerstroms und der Höckerspannung sowie des Talstroms und der Talspannung. Geometrisch sind diese Begriffe sofort klar, wenn man die Kennlinie betrach-

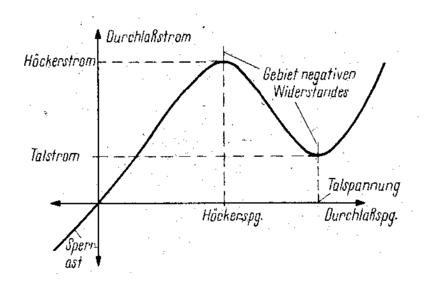


Bild 18
Kennlinie einer Tunneldiode

tet. Zur hochfrequenzmäßigen Kennzeichnung muß man dann nur die Eigenkapazität und die Grenzfrequenz zusätzlich angeben. Will man die Tunneldiode mit bereits bekannten Anordnungen vergleichen, so geschieht das am besten durch Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile.
Hier sollen Transistor und Tunneldiode miteinander verglichen werden:

Vorteile der Tunneldiode	Vorteile des Transistors
1. größerer Einsatztemperaturbereich (— 100 bis + 350 °C)	1. relativ bessere Trennung von Ein- und Ausgang
2. höhere Grenzfrequenz durch dünnere Sperrschicht ($8 \cdot 10^{-6}$ mm)	2. höhere umsetzbare Leistung
3. gegen Neutronenstrahlung unempfindlicher	3. höhere mittlere stabile Verstärkung möglich
4. geringeres Rauschen über breitere Frequenzbänder (F = 2 dB möglich)	4. mehrere Stufen können in Kaskade geschaltet werden
5. geringere Umschaltzeiten für Impulsvorgänge	

Zum Abschluß des Abschnitts über Sonderformen von Dioden soll noch die Shockleysche Vierschichtdiode beschrieben werden. Sie stellt ein Bauelement mit zwei stabilen Zuständen dar, von denen der eine (Diode offen) hochohmig, der andere (Diode geschlossen) niederohmig ist. Das Verhältnis beider Widerstände kann $10^7:1$ betragen (im geschlossenen Zustand 3 bis 30 Ohm). Es folgen in dem Bauelement die Schichten p-n-p-n aufeinander. Bild 19 zeigt den Aufbau und das vorgeschlagene Schaltsymbol für dieses Bauelement. Die Umschaltung vom offenen in den geschlossenen Zustand erfolgt durch Steigerung der an die Diode angelegten Spannung. In dieser Hinsicht ähnelt die Vierschichtdiode der Glimmröhre, die auch bis zum Erreichen der Zündspannung einen hohen Widerstand besitzt, der nach Überschreiten der Zündspannung niederohmig wird. Die Spannungen, bei denen der Umschlag des Innenwiderstands erfolgt, können im Intervall von 10 bis 200 V liegen. In Bild 20 ist die

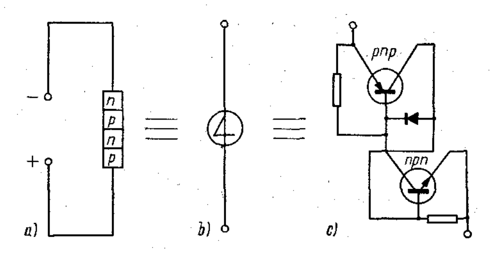


Bild 19
Prinzip und Schaltsymbol der Shockley-Vierschichtdiode; a) Zonenfolge der Vierschichtdiode, b) Schaltsymbol, c) analoge Transistorschaltung zu a)

Meßschaltung für diese Diodenart dargestellt, während Bild 21 die mit dieser Einrichtung gemessene Kennlinie wiedergibt. Mit 50-Hz-Wechselstrom wird der Wert der Einschaltspannung über- oder unterschritten und damit die Knickkennlinie auf einem Oszillografen dargestellt. Man wählt die Wechselspannung so groß, daß der Bereich zwischen offenem und geschlossenem Zustand sicher durchfahren wird. Mit Vierschichtdioden lassen sich Kippschwinggeneratoren, Impulserzeuger oder Impulsverstärker aufbauen. Wenn man die Ersatzschaltung in Bild 19 betrachtet, die zwei Transistoren und eine Diode umfaßt, so erkennt man die Vereinfachung, die mit diesem Bauelement in der Elektronik möglich ist. In der DDR befaßt sich das Institut für Halbleitertechnik in Teltow auch mit diesen Sonderformen der Halbleiterbauelemente.

Zum Abschluß des Kapitels 3 sollen noch Bilder von ausgeführten Dioden gebracht werden, denn der Ama-

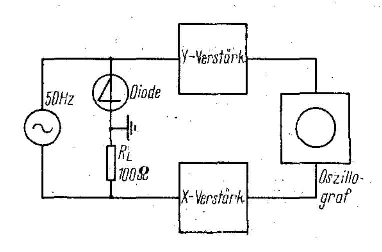
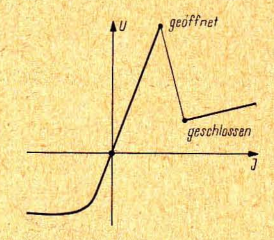


Bild 20
Meßschaltung für Vierschichtdioden

Bild 21
Kennlinie der Vierschichtdiode



teur muß aus dem Aussehen eines Halbleiterbauelements in einem Gerät oft auf dessen Wirkungsweise schließen können, was nur möglich ist, wenn man die technische Ausführungsform des betreffenden Teiles kennt. Bild 22 zeigt HF-Spitzendioden, und zwar von oben nach unten eine amerikanische Miniaturdiode CK 705, die DDR-Glasdiode OA 647, eine Keramikdiode OA 643 und ein Diodenquartett O4A 657 (als Graetz-Meßgleichrichter oder Ringmodulator geeignet) im rechteckigen Polystyrolgehäuse mit Kunstharz vergossen. Die vier Dioden des Quartetts wurden in ihrem elektrischen Verhalten auf Gleichheit ausgesucht, 6 Anschlußdrähte sind nach außen geführt und gestatten sowohl die Modulator- als auch die Gleich-

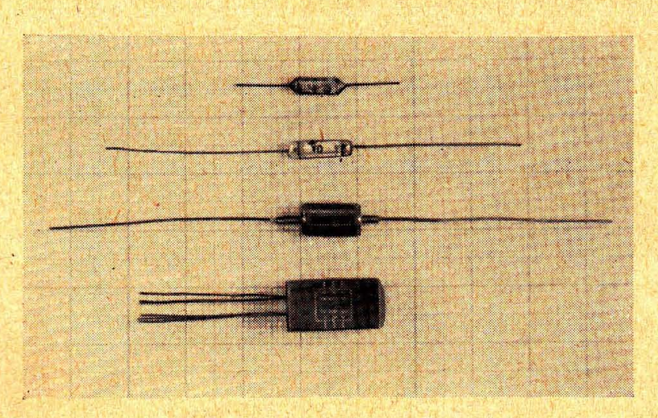


Bild 22 Ausführungsformen von HF-Spitzendioden (von oben nach unten: CK 705/USA; OA 647/DDR; OA 643/DDR; Diodenquartett O4A 657/DDR)

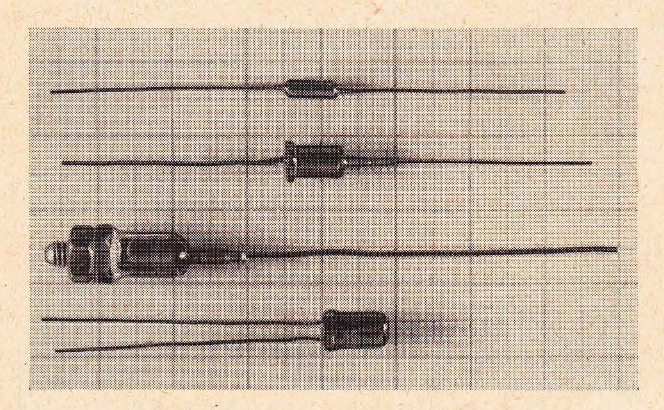


Bild 23 Ausführungsformen von Siliziumzenerdioden (von oben nach unten: ZA 250/6/ /DDR; D 808/SU; ZL 910/8/ /DDR; S 33/Westdeutschland)

richterschaltung. Bis jetzt wurden alle Glasdioden mit den Maßen 13 mm Länge und 3,5 mm Durchmesser gefertigt. Im Zuge der Weiterentwicklung wird der VEB Werk für Fernsehelektronik Miniaturglasdioden mit 7 mm Länge und 2,6 mm Durchmesser herstellen. Die in Bild 23 gezeigten Zenerdioden verschiedener Hersteller haben unterschiedliche Belastbarkeit. Die vom VEB WF hergestellten Miniaturzenerdioden ZA 250/6···9 sind bis 0,25 W belastbar, desgleichen die

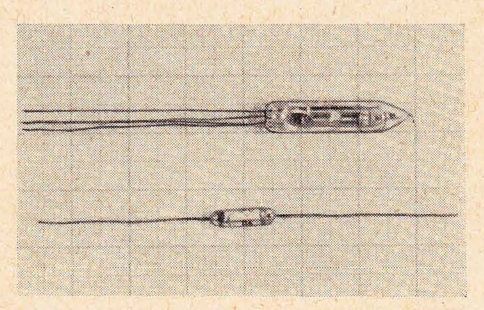


Bild 24 Vergleich zwischen HF-Röhrendiode (EA 766) und Spitzendiode (OA 705)

sowjetische Zenerdiode in Metallausführung der Type Д 808. Bis 3 W kann man die DDR-Leistungszenerdiode ZL 910/8 belasten, wenn ihr Gewindestutzen mit einem geeigneten Wärmeableitblech verbunden wird. Die Type S 33 stellt eine westdeutsche Zenerdiode mit höherer Zenerspannung und 150 mW Verlustleistung dar.
Abschließend soll noch die kleinste heute produzierte Röhrendiode (EA 766) mit einer Germaniumdiode etwa gleicher Kennwerte verglichen werden. Bild 24 macht die Größenunterschiede deutlich. Wenn man dazu noch berücksichtigt, daß die Röhrendiode eine Heizleistung von 0,95 W benötigt, stärker brummempfindlich ist und eine höhere Eigenkapazität hat, so wird der Fortschritt der Bauelementeentwicklung voll sichtbar.

4. EINSATZMÖGLICHKEITEN UND ANWENDUNGSGEBIETE FÜR DIODEN

Halbleiterdioden können in nachstehend genannten Bereichen eingesetzt werden:

1. als Detektoren oder Hochfrequenzgleichrichter;
2. als Netz- oder Leistungsgleichrichter;
3. als Schalter oder Impulsformer;
4. als steuerbare Scheinwiderstände;
5. als Schwingungserzeuger und Verstärker.

In der Amateurpraxis kommt am meisten die Netz- oder Leistungsgleichrichtung vor, dann die HF-Gleichrichtung und in geringerem Maße die Impulsformung und Schwingungserzeugung. Es soll deshalb hier zuerst auf die Besonderheiten der Leistungsgleichrichtung mit Dioden eingegangen werden, denn nur bei richtigem Einsatz gestatten die Halbleiterdioden störungsfreien, lang dauernden Betrieb. Sie sind sehr empfindlich gegen zu große Erwärmung, zu hohe angelegte Spannung und zu große Strombelastung.

4.1 Netzgleichrichtung

In nahezu allen funktechnischen und elektronischen Geräten werden Gleichspannungen zur Speisung von Röhren oder Transistoren benötigt. Die heute fast ausschließliche Wechselstromversorgung über Starkstromnetze erfordert eine Umformung dieser Stromart in Gleichstrom. Dies geschieht durch Gleichrichter, die mit Röhren, Selengleichrichtersäulen oder Halbleiterdioden bestückt sind. Die einfachste Schaltung für einen Gleichrichter ist die Eintakt-Einwegschaltung, die Bild 25 im Prinzip zeigt. Der Transformator erzeugt die erforderliche Wechselspannung U_2, die dann über das Ventil (den Gleichrichter) an den Lastwiderstand R_L angelegt wird. An diesem Widerstand entsteht die pulsierende Spannung U_0, weil ja in einer Halbwelle die äußere Spannung an der Diode die Sperrschicht

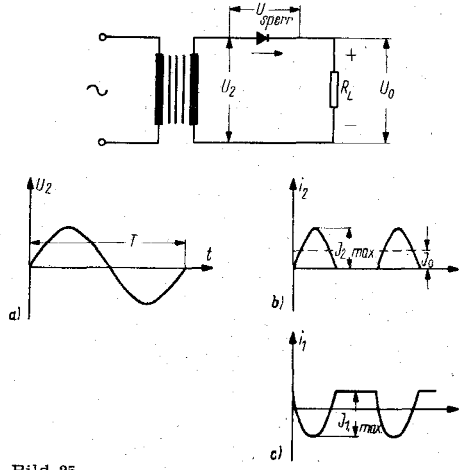


Bild 25
Prinzipschaltung und Spannungsformen des Einweggleichrichters

verstärkt (Sperrphase), während in der anderen Halbwelle die Sperrschicht der Diode abgebaut wird und ein großer Durchlaßstrom fließt. Im Bild sind weiterhin die Stromimpulse des Sekundärstroms i_2 und die Kurvenform des Primärstroms i_1 dargestellt. Es ergibt sich für diese einfachste Gleichrichterschaltung folgendes:

a) Die Gleichspannungskomponente U_0 an R_L ist beträchtlich kleiner als die Transformatorspannung ($U_0 = 0{,}45\ U_2$).

b) Die Gleichstromkomponente bei sinusförmiger Wechselspannung ist ebenfalls kleiner als i_2 ($I_0 = 0{,}636\ i_2$).

c) Der gleichgerichtete Strom R_L pulsiert stark, es ergeben sich Impulse mit 50 Hz Folgefrequenz.

Man kann nun beide Halbwellen des Wechselstroms zur Gleichrichtung ausnutzen, wenn man Doppelweg-Gleichrichterschaltungen anwendet. Bild 26 zeigt die beiden Schaltmöglichkeiten, einmal mit mittelangezapfter Transformatorwicklung, zum anderen mit Brückenschaltung nach Graetz. In Bild 26c sind die

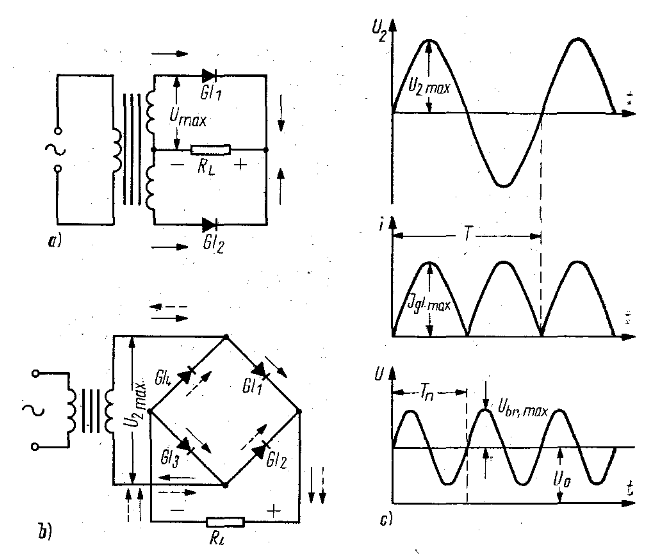


Bild 26 Prinzipschaltung und Spannungsformen des Doppelweggleichrichters mit Ohmscher Belastung; a) Schaltung mit Mittelanzapfung des Transformators, b) Brückenschaltung nach Graetz, c) Strom- und Spannungsverläufe

Strom- und Spannungsverläufe in diesen Gleichrichterschaltungen dargestellt, man erkennt die geringere Pulsation mit doppelter Netzfrequenz. Die elektrischen Eigenschaften der drei besprochenen Gleichrichterschaltungen sind in Tabelle 3 dargestellt. Dabei ist U_0 die gewünschte Gleichspannung, I_0 der gewünschte Gleichstrom.

Für die meisten Fälle der Praxis folgt dem Gleichrichter ein Ladekondensator, wodurch die Berechnung der Verhältnisse schwieriger wird. Für den Amateur genügt nun ein nomografisches Verfahren, das nachfolgend näher beschrieben werden soll. Bild 27 zeigt zunächst noch Beispiele für Serien- und Parallelschaltungen von Dioden. Man benutzt die Serienschaltung von Dioden dann, wenn die maximale Sperrspannung einer Diode nicht ausreicht. Schaltete man die Dioden

Tabelle 3:

Eigenschaften gebräuchlicher Gleichrichter mit rein Ohmscher Belastung

Elektrische Kenngröße	Gleichrichterschaltung		
	Eintakt-Einphasen-gleichrichtung	Gegentakt-gleichrichtung mit mittel-angezapfter Transformation	Gegentakt-brücken-schaltung nach Graetz
Wechselspannung einer Phase der Sekundär-spannung des Transformators (U_2)	2,22 U_0	1,11 U_0	1,11 U_0
maximale Sperr-spannung an einem Gleich-richter $U_{sp, max}$	3,14 U_0	3,14 U_0	1,57 U_0
Amplitude des Wechselstrom-anteils der gleich-gerichteten Span-nung (ohne Sie-bung) $U_{w, max}$	1,57 U_0	0,67 U_0	0,67 U_0
Brummfrequenz (Hz)	50	100	100
Strom durch einen Gleichrichter I_{gl}	1,57 I_0	0,78 I_0	0,78 I_0
Ausnutzungs-koeffizient der Sekundärwicklung des Trans-formators η^2	0,29	0,57	0,81
Nennleistung des Transformators	3,07 N_0	1,48 N_0	1,23 N_0

ohne Symmetrierwiderstände in Serie, dann entfiele auf die Diode mit dem höchsten Sperrwiderstand auch die höchste Sperr-Teilspannung. Diese könnte dann durchschlagen, was die gesamte Kette von hintereinandergeschalteten Dioden zum Durchschlagen bringen würde. Da die Sperrwiderstände recht unterschiedlich sind (sie können bei Germaniumdioden zwischen 10 kOhm und 1 MOhm, bei Siliziumdioden 100 kOhm bis 10 MOhm betragen), ist auch die Verteilung der Sperrspannung auf die einzelnen Dioden unterschiedlich. Schaltet man nun jeder Diode einen Widerstand

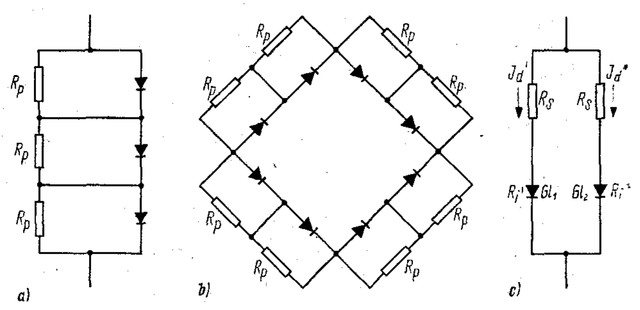


Bild 27 Beispiele für die Parallel- und Serienschaltung von Flächengleichrichtern; a) Serienschaltung mit Parallelwiderständen, b) Graetzgleichrichter mit seriengeschalteten Zweigen, c) Parallelschaltung mit Reihenwiderständen

R_p parallel, dessen Wert etwa 1/10 des Sperrwiderstands beträgt, so werden die Sperrkennlinien einander angeglichen und die Unterschiede auf 10 % heruntergedrückt. Da mit steigender Temperatur der Sperrwiderstand der Dioden abnimmt, muß man bei der Festlegung der Größe des Parallelwiderstands auch die höchste Umgebungstemperatur berücksichtigen. Zur Berechnung der Größe von R_p geht man folgendermaßen vor: Dem Diodenkatalog entnimmt man die maximale Sperrspannung und den bei dieser fließenden Sperrstrom. Durch Division beider Werte erhält man den Sperrwiderstand. (Beispiel: OA 705: $U_{sp, max}$ = 100 V, I_{sp} = 250 μA, damit R_{sp} = 400 kOhm). Werden nur Umgebungstemperaturen von 20 bis 25 °C ins Auge gefaßt, dann wählt man R_p = 0,2 bis 0,3 R_{sp} (hier also 80 kOhm). Sollen Umgebungstemperaturen bis + 60 °C einbezogen werden, dann muß für R_p der Wert 0,01 bis 0,04 R_{sp} gewählt werden. In diesem Falle sinkt natürlich der Gleichrichterwirkungsgrad ab, denn ein großer Teil des Wechselstroms gelangt über R_p ohne Schwächung in den Gleichstromkreis.

Sollen größere Ströme gleichgerichtet werden als der Maximalstrom einer Diode, so kann man mehrere gleiche Dioden parallelschalten. Da jedoch auch die Durchlaßwiderstände stark schwanken, ist es zweckmäßig – wie Bild 27c zeigt –, jeder Diode einen Wider-

stand R_s vorzuschalten. Lastet man die Dioden strommäßig nur zu 75 % aus und errechnet den Widerstand R_s nach der Formel:

$$R_s = \frac{I_d' R_i' - I_d'' R_i''}{I_d''},$$

so können Dioden ohne Minderung der Lebensdauer parallelgeschaltet werden.

Bild 28 zeigt die Verhältnisse beim Einweg-Einphasengleichrichter mit kapazitiver Last. a) stellt die Schaltung, b) den Strom- und Spannungsverlauf in der Schaltung dar. Wenn der Gleichrichter eingeschaltet wird, hat zunächst der Kondensator die Spannung 0, und über die Diode fließt ein großer Ladestrom i_c. Je mehr sich der Kondensator auf die Spannung U_2 auflädt, desto kleiner wird der Ladestrom. Wenn der Lastwiderstand R_L nicht vorhanden wäre, würde C auf $U_{2, max}$ aufgeladen und auf dieser Spannung geladen bleiben. Durch R_L nimmt nun u_c linear mit der Zeit ab, und zu Beginn der zweiten Periode der Wechselspannung wird nur der in der Zwischenzeit abgeflossene Ladungsbetrag nachgeladen. Je nach Größe

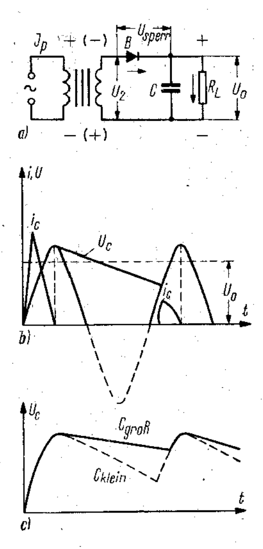


Bild 28
Verhältnisse beim Einphasen-Einweggleichrichter mit kapazitiver Last; a) Schaltung, b) Strom- und Spannungskurven, c) Kondensatorspannung bei verschieden großem Ladekondensator (R_L = konst.)

von C und R_L ergeben sich unterschiedliche Spannungsverläufe, wie Bild 28c darstellt. Zur Berechnung des Gleichrichters geht man nun von einer Hilfsgröße A aus, die sich zu

$$A = \frac{3,14\ I_0 \cdot R_{gl}}{m \cdot U_0}$$

ergibt. Dabei ist U_0 die geforderte Gleichspannung, I_0 der entnehmbare Gleichstrom, R_{gl} der Gesamtwiderstand einer Phase und m die Zahl der Phasen. Der Widerstand R_{gl} setzt sich aus dem Innenwiderstand des Gleichrichters und dem Widerstand des Transformators zusammen. Es gilt $R_{tr} = R_{sek} + ü^2 : R_{prim}$ im Falle nur einer Sekundärwicklung oder $R_{tr}' = 0,5\ R_{tr}\ (1 + N_{sek}/N_{tr})$ im Falle des Transformators mit mehreren Wicklungen. Hierbei ist N_{sek} die Leistung im Gleichrichterkreis, N_{tr} die Nennleistung des gesamten Transformators einschließlich aller Zusatzwicklungen. Die letzte Formel wird dann verwendet, wenn die Leistung aller übrigen Wicklungen 50 % der Gleichrichterkreisleistung übersteigt. Zur näherungsweisen Berechnung von R_{tr} kann auch die Formel

$$R_{tr} = k \frac{U_0}{I_0 \sqrt{I_0 \cdot U_0}}$$

verwendet werden. Der Koeffizient k ist Tabelle 4 (S. 46) zu entnehmen, die alle für die Berechnung erforderlichen Beziehungen aufzeigt.

In Bild 29 bis 32 sind die zur Berechnung der Hilfsgrößen notwendigen Diagramme dargestellt. Bevor

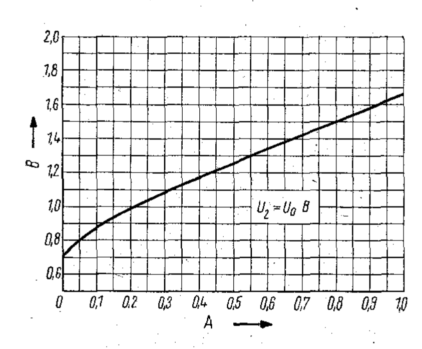


Bild 29
Diagramm zur Gleichrichterberechnung B ⇒ f (A)

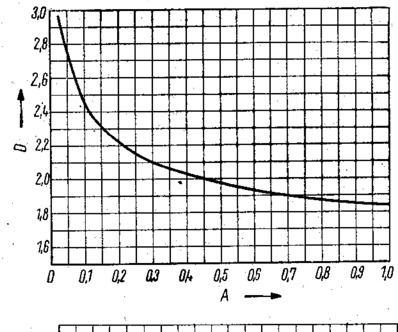


Bild 30
Diagramm zur Gleichrichterberechnung D = f (A)

Bild 31
Diagramm zur Gleichrichterberechnung F = f (A)

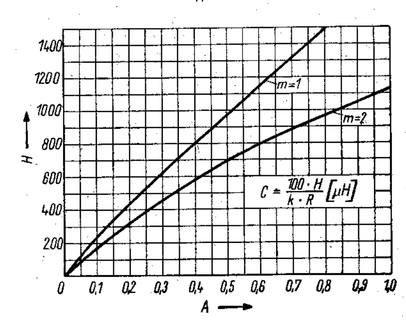


Bild 32
Diagramm zur Gleichrichterberechnung H = f (A)

Bild 33
Einphasiger Eintakt-Spannungsverdoppler

Tabelle 4:

Rechenregeln und Beziehungen für die verschiedenen Gleichrichterschaltungen

Kennwert oder Größe	Schaltung des Gleichrichters (einphasig)			
	Eintakt	Gegentakt mit Mittelanzapfung	Gegentaktbrücke (Graetz)	Gegentakt mit Spannungsverdopplung
Zahl der Phasen m	1	2	2	1 (ohne Filter) 2 (mit LC- oder RC-Filter)
Wert des Koeffizienten k für 50 Hz	0,09	0,18	0,15	0,04
wirksame Phasenspannung an der Sekundärwicklung U_2	$B\ U_0$	$B\ U_0$	$B\ U_0$	$B \cdot (U_0/2)$
Amplitude der Sperrspannung U_{sp}	$2{,}85\ U_2$	$2{,}85\ U_2$	$1{,}42\ U_2$	$2{,}85\ U_2$
maximaler Durchlaßstrom des Gleichrichters I_{max}	$F\ I_0$	$0{,}5\ F\ I_0$	$0{,}5\ F\ I_0$	$F\ I_2$
Strom in der Sekundärwicklung I_2	$D\ I_0$	$0{,}5\ D\ I_0$	$0{,}71\ D\ I_0$	$0{,}41\ D\ I_0$
Strom in der Primärwicklung I_1	$1{,}2\,ü\sqrt{I_2^2-I_0^2}$	$1{,}7\ ü\ I_2$	$1{,}2\ ü\ I_2$	$1{,}2\ ü\ I_2$
Widerstand einer Phase des Gleichrichters R_{gl}	$R_i + R_{tr}$	$R_i + R_{tr}$	$2\ R_i + R_{tr}$	$R_i + R_{tr}$

deren Handhabung erklärt wird, muß noch die Schaltung des Spannungsverdopplers angegeben werden, weil in manchen Fällen, besonders bei Netzspannungen von 110 V, dieser Spannungsverdoppler eine wirtschaftliche Gleichrichterschaltung ist. Auf ein weiteres Anwendungsbeispiel für die Transistorschalttechnik soll hier noch hingewiesen werden. Man kann sich aus der Heizspannung in einem Gerät von 6,3 V die meist übliche Gleichspannung von 12 V für Transistorverstärker durch Spannungsverdopplung herstellen. Bild 33 stellt den eintaktigen-einphasigen Spannungsverdopp-

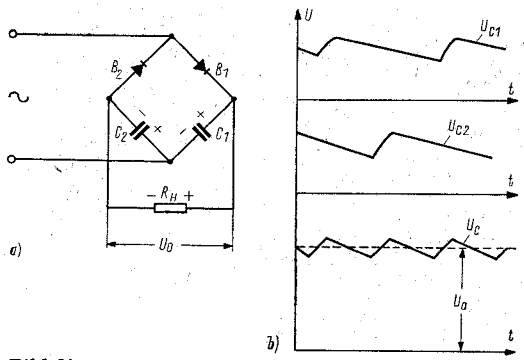


Bild 34
Gegentakt-Spannungsverdoppler einphasig; a) Schaltung, b) Spannungsverläufe

ler dar. Der Kondensator C_2 muß für die doppelte Spannung von C_1 ausgelegt sein. Bild 34 zeigt den einphasigen Gegentakt-Spannungsverdoppler. Die beiden Kondensatoren werden gleichstrommäßig hintereinandergeschaltet, und in jeder Halbperiode wird einer von ihnen aufgeladen. Im Leerlauffalle beträgt die Spannung $U_{0,max} = 2\sqrt{2}\ U\sim$. Die Spannungen an den Kondensatoren zeigt Bild 34b, man erkennt, daß die Brummspannung eine Frequenz von 100 Hz (bei 50 Hz Netzfrequenz!) hat.

Trotz des Ladekondensators im Gleichrichter verbleibt eine Brummspannung, deren Größe für die meisten Anwendungsfälle noch herabgesetzt werden muß. Aus Bild 32 ergibt sich die Größe des Ladekondensators in μF, wenn bei gegebenem A die Hilfsgröße H in die nachstehende Formel eingesetzt wird:

$$C_L = \frac{100\ H}{K_{br}\ R_{gl}};$$

K_{br} ist dann die zulässige Brummspannung in Prozent von U_0. Man wählt K_{br} in den Grenzen 0,05 bis 0,15. Schaltet man hinter den Ladekondensator nach Bild 35 ein Glättungsfilter, so kann die Brummspannung noch weiter herabgesetzt werden. Für den Siebfaktor K_s gilt: $K_s = U_{br_1}/U_{br_2} = m^2\ (2\pi\ f)^2\ L \cdot C_f$,

wenn ein LC-Filter verwendet wird, und $K_s = m\,2\,\pi\,f\,R_f\,C_f$ (f = Netzfrequenz) beim RC-Filter. An jedem Filterglied wird jedoch ein Teil der Ausgangsspannung vernichtet, und zwar entweder am Gleichstromwiderstand der Drossel oder am Widerstand des RC-Filters. Dies muß man bei der Berechnung berücksichtigen.

Nun soll zur Erläuterung des hier Gesagten ein Netzgleichrichter mit Siliziumflächendioden (etwa der DDR-Typenreihe OY 911 · · · 914) für 250 V und 100 mA berechnet werden. Er ist für Wechselstromanschluß 220 V 50 Hz auszulegen. Als Gleichrichterschaltung wird die einphasige Gegentaktschaltung mit mittelangezapftem Transformator gewählt. Dem Ladekondensator soll ein eingliedriges LC-Glättungsfilter folgen. An der Drossel sollen 20 V abfallen, damit wird die an C_L notwendige Gleichspannung $U_0' = U_0 + \Delta U = 270$ V. Weil der innere Widerstand der Siliziumgleichrichter noch unter 10 Ohm liegt, kann er vernachlässigt werden, und R_{gl} wird in erster Linie durch R_{tr} bestimmt. Dieser ist nach der weiter oben angegebenen Formel näherungsweise

$$R_{tr} = \frac{0{,}18\,U_0'}{I_0\sqrt{I_0 \cdot U_0'}} \approx 220\,\text{Ohm}.$$

Rechnet man dazu noch 10 Ohm für R_i, so wird $R_{gl} = 230$ Ohm. Damit kann nun die Hilfsgröße A bestimmt werden:

$$A = \frac{\pi \cdot I_0 \cdot R_{gl}}{m \cdot U_0'} = 0{,}133.$$

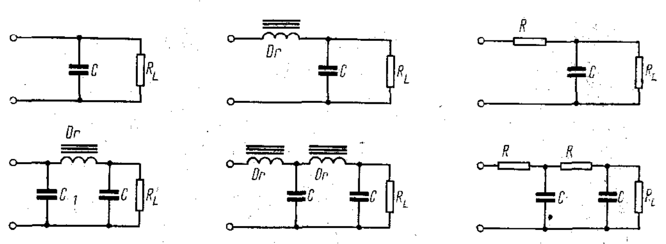


Bild 35 Beispiele für Glättungsfilter

Von Bild 29 bis 32 können nun die anderen Hilfsgrößen abgelesen werden: B = 0,9; D = 2,33; F = 7,5 und H = 220.
Damit ergibt sich die Spannung einer Hälfte der Transformatorsekundärwicklung $U_2 = B\ U_0' = 243$ V. Der Strom in dieser Wicklung beträgt $I_2 = 0{,}5\ D\ I_0 = 0{,}116$ A. Die Übersetzung des Transformators wird ü = 234/220 = 1,11. Damit kann der Primärstrom (wenn nur diese Wicklung auf den Transformator aufgebracht ist) errechnet werden: $I_1 = 1{,}7$ ü $I_2 = 0{,}217$ A. Die Sperrspannung für einen Gleichrichterzweig wird dann $U_{sp} = 2{,}85\ U_2 = 692{,}5$ V. Der maximale Strom durch einen Gleichrichterzweig beträgt $I_{max} = 0{,}5\ F\ I_0 = 0{,}375$ A. Wählt man den Si-Flächengleichrichter OY 914, so genügt er strommäßig vollkommen, jedoch müssen in jedem Zweig 2 in Serie geschaltet werden. Da der Gleichrichter nicht bei hohen Umgebungstemperaturen betrieben wird, genügen Parallelwiderstände von je 100 kOhm. Es müssen also 2mal 2 OY 914 mit insgesamt 4mal 100 kOhm/1 W parallel eingebaut werden. Wird der Ladekondensator, wie allgemein üblich, 16 μF groß gewählt, dann ergibt sich für die prozentuale Brummspannung

$$K_{br} = \frac{100\ H}{C_L\ R_{gl}} = 5{,}9\ \%.$$

Die Brummspannung ist damit $U_{br} = 16{,}2$ V. Zur Berechnung des LC-Filters benötigt man noch die zulässigen Werte der Brummspannung am Ausgang. In der nachfolgenden Tabelle sind die in der Praxis bewährten Werte angegeben:

Tabelle 5:

Zulässige Ausgangsbrummspannungen

Bestimmung des Gleichrichters	Ausgangs-spannung	Strom A	Brumm-spannungs-koeffizient am Ausgang (in Prozent)
Anodenspannungen und Schirmgitter-kreise von NF-Endstufen	200...450 V	0,04...0,15	0,1
Anodenkreise von Vorverstärkern, HF- und ZF-Verstärkern, Mischern	120...250 V	0,01...0,03	0,02
Erregerwicklungen von elektrodyna-mischen Laut-sprechern	25...250 V	0,01...0,04	5
Heizkreise direkt geheizter Röhren	1...6,3 V	1...2	1
Steuersender			
Anodenkreise	150...450 V	0,02...0,05	0,001
Heizkreise	1,2...20 V	0,05...0,5	1
Endstufen von KW-Sendern			
Anodenkreise	160...750 V	bis 0,1	0,01
Heizkreise	4...20 V	bis 3	0,1
Gleichstrommotoren geringer Leistung	bis 150	bis 0,25	2
Transistorverstärker	1...40 V	bis 0,1	0,005

Für unser Rechenbeispiel sei 0,1 % Ausgangsbrumm-spannung gefordert, damit wird der Siebfaktor des LC-Gliedes $K_s = 59 = K_{br}/K_{ausg.}$; nun bildet man das Produkt $LC_f = 10\ K_s/m^2 = 147\ H \cdot \mu F$. Wenn $C_f = C_L$ gewählt wird, wie man es meistens macht, ergibt sich L = 9,1 H (gewählt wird eine fertig erhält-liche Drossel von 10 H). Weil der Spannungsabfall von 20 V bereits festgelegt wurde, muß der Gleichstrom-widerstand der Drossel 200 Ohm betragen. Auch das stellt einen üblichen Wert dar. Der Gleichrichter ist da-mit berechnet, die Leistung des Transformators beträgt $N_{tr} = 1{,}5\ U_0'I_0 = 40$ W. Aus einer Transformatoren-

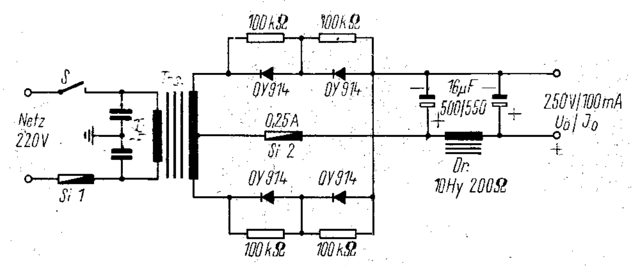


Bild 36 Schaltung eines ausgeführten Netzgleichrichters mit Silizium-Flächengleichrichtern

tabelle kann dann der erforderliche Kernquerschnitt bestimmt werden (siehe Autorenkollektiv: Amateurfunk, Militärverlag 1963). Bild 36 zeigt die ausgeführte Schaltung.

Nach dem hier angegebenen Verfahren können Netzgleichrichter in Ein- und Zweiwegschaltung für niedrige und hohe Spannungen sowie Spannungsverdoppler einfach berechnet werden. Da dieses Problem in der Amateurpraxis oft auftritt, wurde es so ausführlich dargestellt.

Zum Abschluß dieses Kapitels sollen noch einige ausgeführte Netzgleichrichter im Bild gebracht werden. Bild 37 zeigt Germanium- und Silizium-Flächengleichrichter. Links oben ist der sowjetische Si-Gleichrichter D 205 für 0,4 A bei U_{sp} = 400 V, rechts oben die Valvo-Leistungsdiode OA 31 (I_0 = 10 A bei U_{sp} ≙ 100 V) dargestellt. Darunter folgen der DDR-Si-Gleichrichter OY 913 (I_0 = 1 A bei U_{sp} = 300 V), die sowjetische Germaniumdiode DG-Z 26 (0,1 A bei 350 V), die sowjetische Ge-Diode D 7 J (0,3 A bei 400 V) und die Gleichrichtersäule D 1001. Letztere besteht aus einer Reihe ausgesuchter und in Serie geschalteter Germanium-Flächengleichrichter (0,1 A bei U_{sp} = 2000 V). Diesen epoxydharzvergossenen sowjetischen Gleichrichter kann man für Hochspannungsgleichrichtung einsetzen (Maße 15 · 25 · 70 mm, Gewicht 60 g); er besitzt hohen Wirkungsgrad.

In Bild 38 ist noch ein Ausführungsbeispiel für einen Hochstrom-Germanium-Flächengleichrichter aus der DDR-Fertigung gegeben. Er gestattet bei etwa 150 V

Bild 37 Ausführungsbeispiele für Germanium- und Silizium-Leistungsgleichrichter

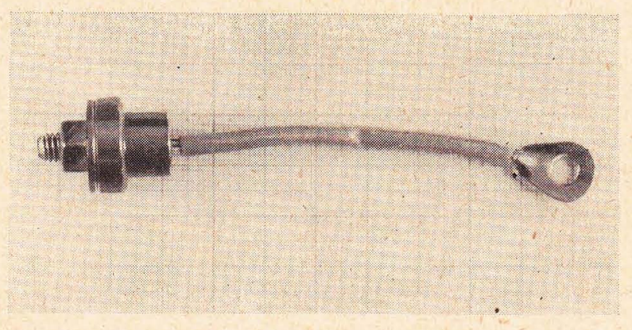


Bild 38 Germanium-Hochstromgleichrichter aus DDR-Fertigung

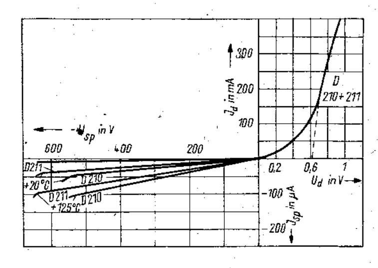


Bild 39
Veränderung der Sperrkennlinie eines Silizium-Leistungsgleichrichters mit der Umgebungstemperatur (2 unterschiedliche Sperrspannungen bei + 20 und + 125 °C)

Sperrspannung (maximal) einen maximalen Gleichstrom von 7 A. Mit seinem Gewindestutzen muß er auf einer ausreichend großen Kühlfläche montiert werden.

Damit dem Leser der Einfluß der Umgebungstemperatur auf das Sperrverhalten der Leistungsgleichrichter klar wird, sind in Bild 39 Meßergebnisse an sowjetischen Siliziumgleichrichtern wiedergegeben, die den Sachverhalt veranschaulichen. Die Durchlaßkennlinie zeigt eine Schleusenspannung von 0,7 V und unterscheidet sich bei den beiden Typen unterschiedlicher Sperrspannung (D 210 = 500 V, D 211 = 600 V) nicht. Während zum Beispiel bei + 20 °C bei 500 V ein Sperrstrom von etwa 40 μA fließt, steigt er bei + 125 °C auf 100 μA an.

Als Sonderfall der Gleichrichter mit Dioden soll abschließend noch das Kleinladegerät für gasdichte Akkumulatoren beschrieben werden. Diese Anwendung ist zum Teil durch die aufladbaren Taschenlampen und vor allem durch die gasdichten Akkumulatoren (Knopfzellen des VEB Grubenlampenwerke Zwickau) bekannt geworden. Um den Raum klein zu halten, benutzt man keinen Transformator, sondern schaltet einen Kondensator als Vorwiderstand vor. Bei einer Frequenz von 50 Hz ist der Widerstand eines Kondensators von 0,22 μF $R_c = 1 (2 \pi f C) = 14$ kOhm. Damit fließt ein Wechselstrom von etwa 15 mA im Kreis. Durch die Einweggleichrichtung (siehe Bild 40a) ergibt sich ein Ladestrom von etwa 7 mA. Bei Knopfzellen von 150 mAh Kapazität muß man also rund 20 Stunden laden. Parallel zum Gleichrichterkreis schaltet man einen Varistor, das heißt einen spannungsabhängigen

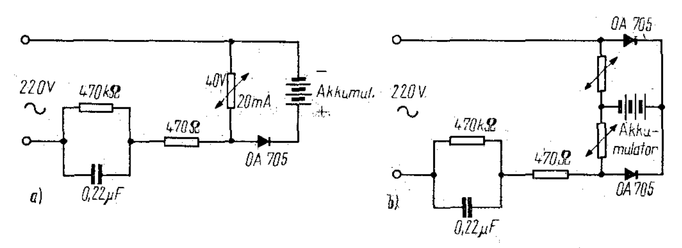


Bild 40 Schaltungsbeispiele von Kleinladegeräten für gasdichte Akkumulatoren; a) Einwegschaltung, b) Doppelwegschaltung

Widerstand. Dieser schützt die Spitzendiode vor Überlastung, wenn der Akkumulator unter Spannung abgeklemmt wird. Er soll bei 40 V Spannung rund 20 mA Strom aufnehmen können. Derartige Varistoren werden vom VEB Keramische Werke Hermsdorf hergestellt. Der Widerstand 470 Ohm begrenzt den maximalen Einschaltstromstoß auf ungefährliche Werte, während der parallel zum Kondensator liegende Widerstand Restladungen ableitet. Die Schaltung ist nicht aufwendig und kann leicht sehr klein gehalten werden. Eine Siebung der Gleichspannung ist nicht erforderlich, der Akkumulator kann ohne weiteres mit einer pulsierenden Spannung geladen werden. Bild 40b zeigt dann die Doppelwegschaltung, die lediglich eine Diode mehr erfordert. Sie hat als Vorteil einen weniger pulsierenden Gleichstrom im Ladekreis.

Obwohl zur Zeit noch Netzgleichrichter mit Halbleiterdioden in der Minderzahl verwendet werden und die meisten Rundfunkempfänger mit einer Gleichrichterröhre ausgestattet sind, wird in Zukunft immer mehr der Flächengleichrichter auf Germanium- und Siliziumbasis die herkömmlichen Gleichrichter (Röhre oder Selengleichrichter) ersetzen. Wenn man bedenkt, daß bei Ersatz einer üblichen Doppelweg-Gleichrichterröhre durch eine Flächen-Gleichrichterschaltung pro Rundfunkempfänger 4 W elektrischer Energie eingespart werden können (wenn vorher eine Röhre eingebaut war), so ist der Fortschritt der Technik auch an diesem Beispiel deutlich zu erkennen.

4.2 Hochfrequenzgleichrichtung

Die Dioden werden nach der Netzgleichrichtung am häufigsten bei der HF-Gleichrichtung in HF, ZF und Videokreisen verwendet. Hier fallen besonders die Vorteile wie Brummfreiheit, kleine Eigenkapazität und geringe räumliche Größe ins Gewicht. Bild 24 bot bereits einen Größenvergleich zwischen Röhren- und Halbleiterdiode. Der einzige Nachteil der Halbleiterdioden bei ihrer schalttechnischen Anwendung ist die starke Temperaturabhängigkeit der Kenndaten. Wenn das Gerät bei extremen Temperaturen arbeiten soll, dann kommen nur Siliziumdioden in Betracht. Für Rundfunkempfänger genügen jedoch in allen Fällen Germaniumdioden. Wenn man die Abhängigkeit der Kennwerte von der Umgebungstemperatur kennt, kann man die Schaltung so auslegen, daß unter allen Bedingungen ein einwandfreies Arbeiten gewährleistet ist. Bedenkt man, daß in allen früher gebauten Vielfachmeßinstrumenten Kupferoxydul-Meßgleichrichter zur Gleichrichtung verwendet werden, die einen mindestens ebenso großen Temperaturgang wie Ge-Dioden haben, dann kann man daraus erkennen, daß die Einschränkung hinsichtlich der Umgebungstemperatur nicht so kritisch ist. Natürlich sollte man Germaniumdioden nicht unmittelbar neben stark wärmeabgebenden Bauelementen, wie Endröhren, Leistungswiderständen oder hochbelasteten Netztransformatoren, anordnen. Die Dioden sind vor Lichteinfall zu schützen, und beim Einlöten in die Schaltung sollte man mindestens 10 mm Anschlußdraht beidseitig stehenlassen und mit einer Flachzange die Lötwärme von der Diode fernhalten. Dabei wird der Anschlußdraht in Richtung zur Diode mit der Zange gefaßt und mit einem heißen, erdschlußfreien Lötkolben eine kurze Lötung durchgeführt.

Die Gleichrichterwirkung von Halbleiter- und Röhrendioden veranschaulicht Bild 41. Das Prinzip der Gleichrichtung besteht darin, daß die sinusförmige HF-Spannung an der Knickkennlinie in einen pulsierenden Gleichstrom umgewandelt wird. Ändert sich die HF-Amplitude, dann ändert sich auch der Mittelwert des Richtstroms. Glättet man diesen noch etwas, so kann

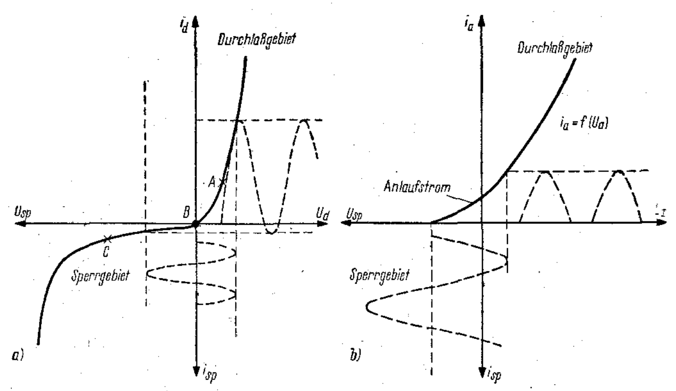


Bild 41 Gleichrichterwirkung von Dioden; a) Halbleiterdiode, b) Röhrendiode

die Hüllkurve der HF als NF-Spannung entnommen werden. Je nach der Lage des Arbeitspunkts auf der Kennlinie (Bild 41a) spricht man von A-, B- oder C-Gleichrichtung. B- und C-Gleichrichtung werden am häufigsten angewendet. Da man bei der C-Gleichrichtung nur die Spitzen der HF-Amplituden weiterverarbeitet, wird diese Gleichrichtungsart auch „Spitzengleichrichtung" genannt. Im Bild wurde die B-Gleichrichtung dargestellt. Die Diode ist hierbei nicht vorgespannt, die im Durchlaßgebiet auftretenden unsymmetrischen Spannungen bilden den Richtstrom. Da ein endlicher Sperrstrom fließt, treten auch in Sperrichtung kleine Spannungen auf, die entgegengerichtete Richtströme, jedoch mit viel kleinerem Mittelwert, ergeben. Bild 41b zeigt den Gleichrichtereffekt bei einer Röhrendiode im C-Betrieb. Bei der Vorspannung Null fließt in der Röhrendiode ein Anlaufstrom (einige μA), dagegen tritt bis zu hohen Sperrspannungen hin kein Sperrstrom auf. Der Richtstrom besteht aus exakten Sinushalbwellen. Vergleicht man beide Kennlinien, so kann gesagt werden: Die Röhrendiode hat größeren Durchlaßwiderstand, zeigt Anlaufstrom, aber keinen Sperrstrom. Die Halbleiterdiode hat einen kleineren Durchlaßwiderstand, jedoch fließen im Sperrgebiet kleine Ströme.

Bild 42 gibt die beiden Grundschaltungen des Diodendemodulators wieder (Bild 42a die Serienschaltung, Bild 42 b die Parallelschaltung). In beiden Fällen wird durch die Gleichrichterwirkung der Diode eine Halbwelle der HF- oder ZF-Spannung unterdrückt, und es verbleiben nur die einseitig gerichteten Trägerhalbwellen mit der Modulation (Hüllkurve). Durch C_L werden diese HF-Halbwellen nach Masse abgeleitet, und an R_L fällt eine im Rhythmus der Modulationsfrequenz schwankende Gleichspannung ab. Über C_k gelangt nur die Niederfrequenz an R und an den Ausgang. Die Gleichstromkomponente an R_L kann zum Beispiel zur Schwundregelung verwendet werden, wenn man sie nochmals über ein RC-Siebglied glättet (genügend große Zeitkonstante $\tau = RC$ wählen). C_L muß für die HF groß genug sein, um dieser einen kleinen Widerstand zu bieten, die NF erfordert jedoch für diesen Widerstand einen größeren Wert als der von R_L ist, damit alle Modulationsfrequenzen unverzerrt übertragen werden können. Man wählt in der Praxis $R_L = 50$ bis 500 kOhm und $C_L = 50$ bis 200 pF. R ist der Gitterableitwiderstand der ersten NF-Verstärkerstufe und liegt in der Größenordnung von 100 kOhm bis 2 MOhm. Der aus L und C bestehende Schwingkreis wird durch die Demodulatorschaltung bedämpft, und zwar bei der Serienschaltung mit $R_L/2$, bei der Parallelschaltung mit $R_L/3$. Es ist deshalb erklärlich, daß man in praktisch ausgeführten Geräten meist die Diodenserienschaltung findet. Wenn der Kreis bei direktem Anschluß der Diode zu stark gedämpft wird (zu breite Resonanzkurve), dann koppelt man eine Anzapfung der Spule an. Der wirksame Dämpfungswiderstand nimmt dann mit dem Quadrat des Windungszahlverhältnisses ab. Verwendet man die Gleichrichterschal-

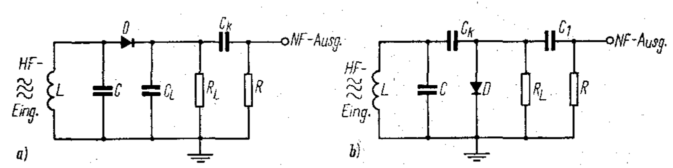


Bild 42 Grundschaltungen des Diodendemodulators; a) Serienschaltung, b) Parallelschaltung

tung nach Bild 42a bei einem Transistorgerät, so muß man R_L kleiner wählen, meist wird der Wert 5 bis 10 kOhm betragen. C_L kann dann bis zu 10 nF vergrößert werden. Rechnet man mit einer ZF-Ausgangsspannung von 100 mV, einem Modulationsgrad der HF-Spannung von 50 % und einem Gleichrichterwirkungsgrad von 30 %, so ergibt sich eine NF-Spannung von $0{,}3 \cdot 0{,}5 \cdot 100 = 15$ mV. Der Gleichrichterwirkungsgrad wird besser mit hochohmigerem Belastungswiderstand R_L, mit kleinerem Durchlaßwiderstand der Diode und mit größerem Modulationsgrad des Signals. Mit einer geeigneten HF-Flächendiode (oder der Emitter-Basisstrecke eines HF-Transistors) lassen sich Gleichrichterwirkungsgrade bis 70 % erreichen. In jedem Falle ist aber die NF-Spannung kleiner als die zugeführte HF-Spannung. Die Demodulatorschaltung dämpft also, der Verstärkungsverlust muß durch die nachfolgenden Verstärkerstufen wieder ausgeglichen werden.

Die geringen HF-Spannungen, die bei direkter HF-Gleichrichtung oder nach einem Transistor-ZF-Verstärker auftreten, werfen jedoch noch ein anderes Problem auf. Bisher hatten wir stets die Diode als Bauelement mit idealer Knickkennlinie aufgefaßt. Betrachtet man jedoch den Kennlinienbereich in der Nähe des Nullpunktes etwas genauer, so zeigt sich, daß Sperr- und Durchlaßbereich stetig ineinander übergehen. Bild 43

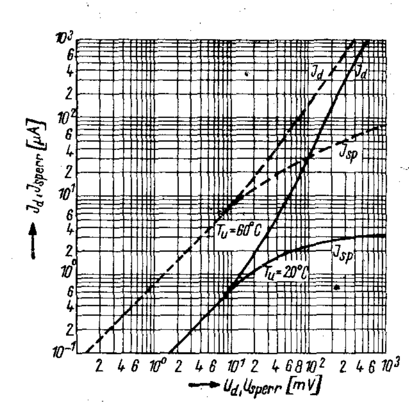
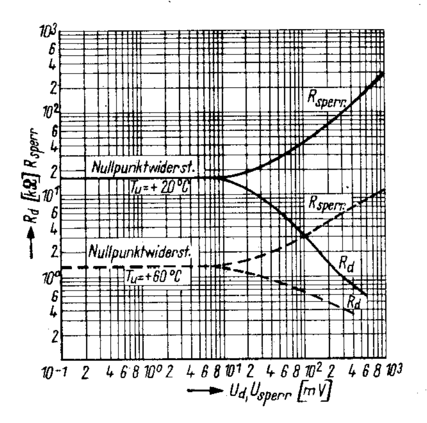


Bild 43
Sperr- und Durchlaßströme in Nullpunktnähe der Diodenkennlinie bei 2 verschiedenen Umgebungstemperaturen (Germaniumspitzendiode)

Bild 44
Sperr- und Durchlaßwiderstand einer Germaniumspizendiode in Nullpunktnähe



zeigt im logarithmischen Maßstab (jedes Kästchen im Diagramm entspricht in beiden Richtungen je einer Zehnerpotenz) den Sperr- und Durchlaßstrom als Funktion der an die Diode angelegten äußeren Spannung. Man kann erkennen, daß unterhalb 10 mV kein Unterschied zwischen Sperr- und Durchlaßstrom mehr besteht. Die Diode wirkt dann wie ein Ohmscher Widerstand. Die gestrichelte Kurve gilt für die höhere Umgebungstemperatur von + 60 °C; abgesehen von

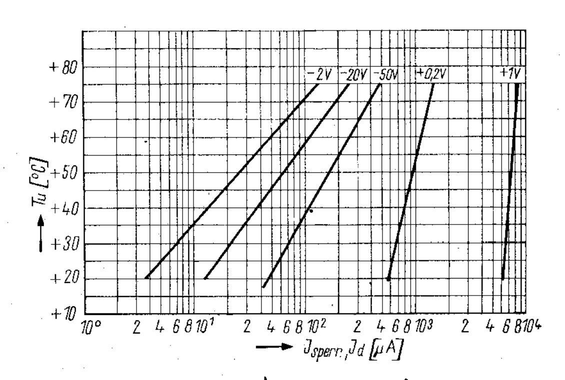


Bild 45 Temperaturabhängigkeit der Sperr- und Durchlaßströme einer Ge-Spitzendiode

den höheren fließenden Strömen ist kein Unterschied im Kurvenverlauf gegenüber der bei + 20 °C gemessenen Kurve festzustellen. Bildet man das Verhältnis $U/I = R$ als Funktion von U_d und U_{sperr}, dann ergibt sich Bild 44. Bei einer Spannung von 100 mV beträgt das Verhältnis $R_{sperr}/R_{durchl} = 16 : 1$, unterhalb etwa 20 mV ist kein Unterschied zwischen beiden Widerständen und damit auch keine Gleichrichterwirkung mehr festzustellen. Will man derartige kleine HF-Spannungen noch gleichrichten, dann empfiehlt sich die Verwendung einer Vorspannung (in Flußrichtung) von 0,1 bis 0,2 V. Dies ist jedoch von Fall zu Fall auszuprobieren. Bild 45 zeigt noch einmal anschaulich den Einfluß der Umgebungstemperatur auf das Verhalten der Germaniumspitzendiode. Im Durchlaßbereich ergeben sich kleinere Temperaturabhängigkeiten als im Sperrbereich. Im Bereich von + 20 bis + 75 °C treten Stromänderungen von etwa 1 : 10 auf. Bei kleinen HF-Spannungen (natürlich oberhalb einiger mV) wirkt die Diode als quadratischer Gleichrichter, die Ausgangsspannung ist der Eingangsleistung proportional. Oberhalb 0,25 V arbeitet die Diode als linearer Gleichrichter. Bild 46 zeigt die hier beschriebenen Verhältnisse.

Will man nach der Gleichrichtung ein breites Frequenzband als „Niederfrequenz" verzerrungsfrei übertragen (ein Fall, der in der Meßtechnik vorkommen kann), so muß man die Gleichrichterschaltung niederohmig auslegen. Bild 47 zeigt gemessene Frequenzgänge der Ausgangsspannung eines breitbandigen Dio-

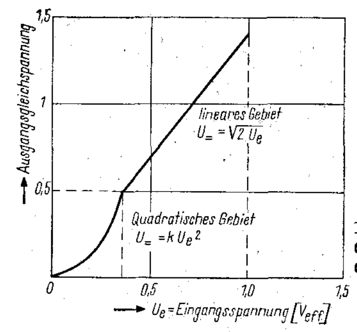


Bild 46
Gleichrichterkennlinie einer Germaniumspitzendiode

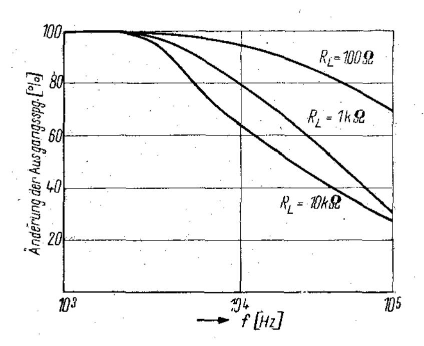


Bild 47
Frequenzgang einer Dioden-Gleichrichterschaltung als Funktion des Lastwiderstandes

dendemodulators. Man erkennt, daß mit $R_L = 10$ kOhm ein Band bis etwa 10 kHz verzerrungsfrei übertragen wird. Mit 100 Ohm kann dagegen eine Bandbreite von 100 kHz erreicht werden. Noch größere Bandbreiten benötigt man bei der Videogleichrichtung im Fernsehempfänger. Bild 48 zeigt die allgemein benutzte Schaltung. Die letzte ZF-Röhre arbeitet auf einen 39-MHz-Resonanzkreis mit der Leerlaufgüte 20. An diesen Kreis ist eine Germaniumdiode OA 626 mit R_L = 4 kOhm und $C_L = 10$ pF direkt angeschaltet. Mit den in Bild 48 angegebenen Werten beträgt die Videobandbreite (nach dem Gleichrichter) knapp 5 MHz.
Bild 49 zeigt eine interessante, jedoch noch wenig bekannte Gleichrichteranordnung mit einer Zenerdiode

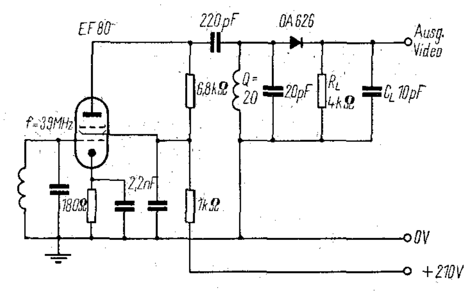


Bild 48 Video-Demodulatorschaltung mit Germaniumspitzendiode (U_{ausg} = 0,1 bis 3 V, Δf = 4 MHz)

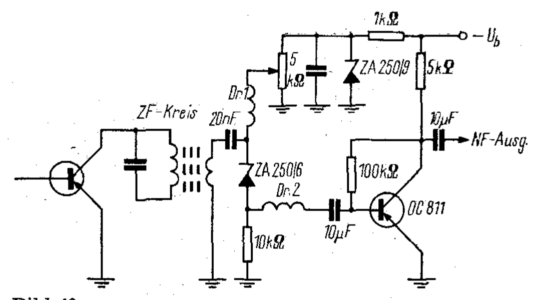


Bild 49
Demodulationsschaltung mit Zenerdiode

(z. B. ZA 250/6 vom VEB WF), die den Vorteil eines höheren Gleichrichterwirkungsgrades aufweist. Dabei wird die Zenerdiode bis ganz kurz unterhalb der Zenerspannung mittels Gleichstrom vorgespannt. Der Gleichstrom wird der Zenerdiode über eine Drossel zugeführt. Die demodulierte Spannung gelangt über eine weitere HF-Drossel (für Mittelwelle etwa 10 bis 20 mH) an den Transistor-NF-Verstärker. Der Vorteil dieser Demodulatorschaltung ist ihr guter Wirkungsgrad bei kleinen HF-Spannungen. Ihr Nachteil liegt in der niedrigen oberen Grenzfrequenz für deren Einsatz. Die Schaltung ist bis zu Frequenzen von 2 MHz zur Gleichrichtung geeignet. In Bild 50 wurde die Ausgangsspannung als Funktion der HF-Spannung für eine gewöhnliche Spitzendiode und für die Zenerdiode dar-

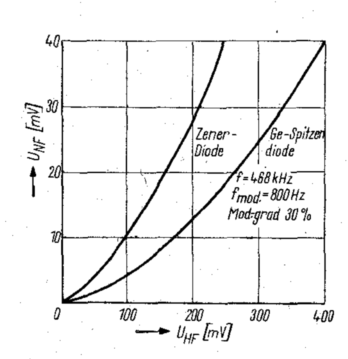


Bild 50
Gleichrichterkennlinien $U_{NF} = f\ (U_{HF})$ für eine Germaniumspitzendiode und eine Zenerdiode

gestellt, man erkennt, daß letztere fast die doppelte Spannung abgibt. Die Vorspannung muß gut stabilisiert sein, man gewinnt sie am besten mit Hilfe einer weiteren Zenerdiode aus der Batteriespannung.
Bild 51 zeigt eine weitere, sehr verbreitete Diodenanwendung: den Demodulator für frequenzmodulierte Schwingungen. Sowohl der Fernsehton als auch die UKW-Programme werden mittels Frequenzmodulation übertragen. Der Ratio-Detektor, wie ihn das Bild 51 darstellt, hat gute elektrische Eigenschaften. Die Germaniumdioden werden auf Paarigkeit ausgesucht und unter der Bezeichnung Diodenpaar OAA 646 geliefert. Vorteile der Halbleiterdioden in dieser Schaltung sind: kein Anlaufstrom, keine Brummeinstreuung über eventuelle Heizkreise, kleine Kapazitäten, geringe Durchlaßwiderstände. Die erzeugbare NF-Spannung liegt bei 0,1 bis 0,3 V_{eff}. Das im Bild eingezeichnete Mikroamperemeter wird nur zum Symmetrieabgleich benutzt. Dieser kann durch Δ C und R eingestellt werden. Die Wirkungsweise der Schaltung ist als bekannt vorauszusetzen.
Oft wird beim Abgleich von Amateur-HF-Geräten ein HF-Voltmeter benötigt, das es gestattet, möglichst dämpfungsarm Spannungen im Frequenzbereich 0,05 bis

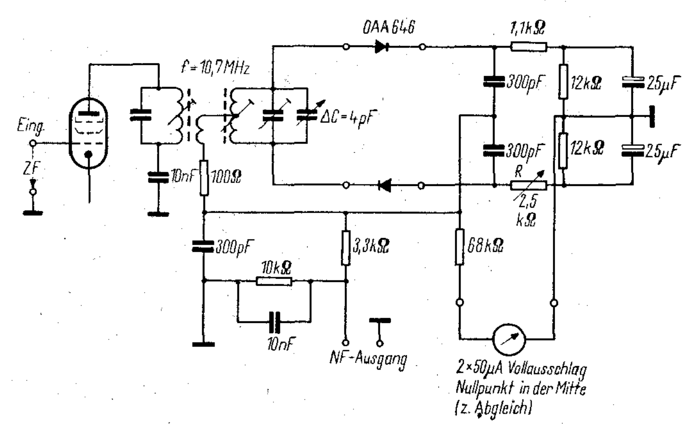


Bild 51 FM-Demodulator (Ratio-Detektor) mit Germaniumdioden

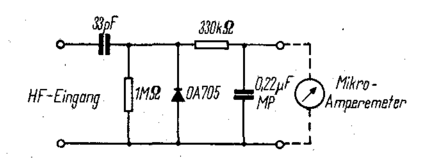


Bild 52
Schaltung eines HF-Tastkopfes mit Germaniumdiode

200 MHz bei Amplituden zwischen 0,1 und 20 V_{ss} zu messen. Ein Röhrenvoltmeter steht nicht immer zur Verfügung und bedarf auch eines Netzanschlusses. Doch kann man sich durch Aufbau eines Tastkopfes nach Bild 52 in den meisten Fällen helfen. Über einen kleinen Trennkondensator (33 pF) wird die HF-Spannung der Paralleldiodenschaltung (OA 705/1 MOhm) zugeführt und gleichgerichtet. Das RC-Glied (330 kOhm/0,22 µF) dient zur Glättung der gleichgerichteten Spannung. Zur Anzeige wird ein möglichst empfindliches Mikroamperemeter (50 µA Endausschlag bei etwa 1 kOhm Innenwiderstand) benutzt. Zum Abgleich von Kreisen auf Resonanz kann man den Tastkopf ohne Eichung benutzen, in allen anderen Fällen muß man

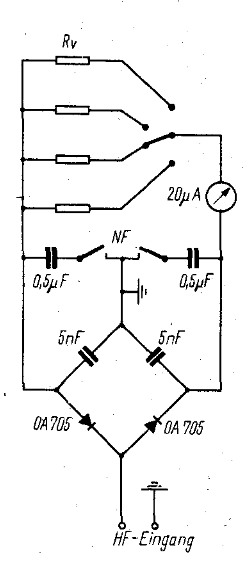


Bild 53
Prinzipschaltung eines HF-Vielfachmessers mit Doppelweg-Spannungsverdopplung

das Meßgerät durch Vergleich mit einem Röhrenvoltmeter eichen (evtl. in einem Radioklub der GST).
Die Industrie baut auch röhrenlose HF-Spannungsanzeiger, wie Bild 53 angibt. Sowohl von RFT als auch von Siemens sind HF-Spannungsmesser mit Germaniumdioden gebaut worden. Die Schaltung zeigt eine Doppelweg-Spannungsverdopplerbrücke mit zwei Ladekondensatoren. Die Spitzenspannung an ihnen wird mit einem hochohmigen Voltmeter gemessen. Für die Messung im NF-Gebiet sind die Ladekondensatoren von 5 nF zu klein, man schaltet ihnen dann zwei größere Ladekondensatoren parallel. Höhere Spannungen als die maximale Sperrspannung der Dioden kann man über einen kompensierten kapazitiven Spannungsteiler (z. B. 1 : 10) messen. Mit diesen Beispielen sollte nur gezeigt werden, wie vielseitig man Halbleiterdioden in HF-Kreisen anwenden kann. Täglich werden neue Anwendungen bekannt, und der Amateur sollte sich anhand der Fachzeitschriften „funkamateur“ sowie „radio und fernsehen“ auf dem laufenden halten.

4.3 Impulsschaltungen mit Dioden

Obwohl in der Amateurpraxis Impulsschaltungen seltener verwendet werden, muß man doch auch über die Eigenschaften der Diode bei Impulsbetrieb Bescheid wissen, denn zum Beispiel in der Rechenmaschinentechnik oder in der Automatisierung finden Dioden im Impulsbetrieb häufig Anwendung.
Grundlage für die Anwendung bei Impulsschaltungen ist die Tatsache, daß die Diode in Flußrichtung einen niedrigen, in Sperrichtung dagegen einen hohen Widerstand besitzt. Die Diode kann daher als elektronischer Schalter verwendet werden. Legt man eine Spannung (einen Impuls) in Durchlaßrichtung an die Diode an, so wird er übertragen, tut man das gleiche in Sperrrichtung, so wird er stark geschwächt übertragen. Allerdings ist nicht gesagt, daß die Verhältnisse bei Gleichstrom (denn da wird ja die Kennlinie gemessen) ohne weiteres auf Impulse übertragbar sind. Bild 54 zeigt das Schaltverhalten von Halbleiterdioden. Legt

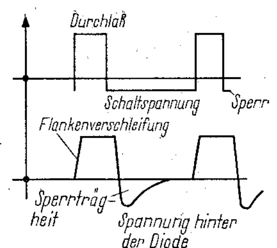


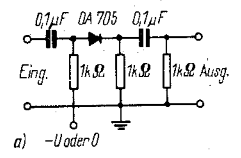
Bild 54
Schaltverhalten von Halbleiterdioden

man einen idealen Rechteckimpuls (obere Kurve) an die Diode, und zwar so, daß diese von Durchlaß- auf Sperrichtung geschaltet wird, so ergibt sich nach der Diode eine Impulsform, wie sie die untere Kurve in Bild 54 darstellt. Es wird der Rechteckimpuls verformt, und zwar tritt

a) eine Flankenverschleifung durch Diodenkapazität und endliche obere Grenzfrequenz der Diode,

b) ein Durchschwung des Impulses durch die Sperrträgheit

auf. Bei welchen Frequenzen beziehungsweise Impulsdauern das geschieht, hängt von der Konstruktion der Diode ab. Bei Flächendioden ist es zum Beispiel be-



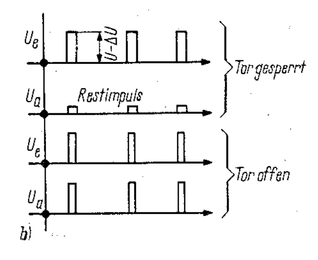


Bild 55
Einfache Torschaltung mit einer Diode

reits bei Impulsen von 20 bis 50 μs der Fall, während geeignet gebaute Spitzendioden noch Impulse von 0,1 μs formgetreu übertragen können. Vom VEB WF Berlin werden sogenannte „schnelle" Schalterdioden der Typen OA 666 und OA 647 hergestellt, die gut für Impulszwecke verwendet werden können.

Bild 55 zeigt als erste Impulsanwendung eine Torschaltung mit einer Diode. Die Wirkung der Torschaltung liegt darin, daß sie zwei von außen beeinflußbare Zustände hat: Ohne angelegte Sperrspannung läßt sie den Impuls durch, mit angelegter Sperrspannung dämpft sie ihn sehr stark. Die Schalterwirkung kann natürlich auch in Kreisen mit Sinusspannungen (hoch- oder niederfrequent) vorteilhaft verwendet werden. Die in Bild 55 angegebenen Spannungskurven erläutern das Gesagte ebenfalls. Ein Anwendungsbeispiel für eine solche Torschaltung ist die Erzeugung einer Folge von 50 Impulsen. Man schaltet einen Sperrschwinger oder Multivibrator mit diesem Tor zusammen und gibt für die Dauer von 50 Perioden an die Diode die Spannung Null. Danach sperrt man sie (z. B. über einen fremdgesteuerten monostabilen Multivibrator). Weiter auf diese interessante Technik einzugehen ist in diesem Rahmen leider nicht möglich.

Bild 56 gibt nun bekanntere Anwendungen von Dioden als Begrenzer wieder. In Bild 56a wird die Diode in Sperrichtung mit einer Spannung $+U$ vorgespannt. Sie hat dann einen hohen Widerstand. Führt man an R eine Spannung zu, die größer als U ist, so wird beim Überschreiten des Wertes U die Diode leitend und besitzt nun einen kleinen Widerstand. Der Spannungsteiler $R : R_d$ dämpft die Spannung, die über U hinausgeht, sehr stark, wodurch sie praktisch U nicht übersteigen kann. Wählt man $R = 5$ kOhm und benutzt eine Golddrahtdiode (z. B. OA 720 oder 741), die in Durchlaßrichtung etwa 50 Ohm hat, so wird jede größere Spannung als U mit dem Teilerverhältnis 1 : 100 geschwächt.

Bild 56b zeigt einen Minimalwertbegrenzer mit einer Diode. Mit dieser Schaltung kann man eine Schwelle in ein Gerät einbauen, so daß nur Spannungen, die einen gewissen Wert U überschreiten, durchgelassen

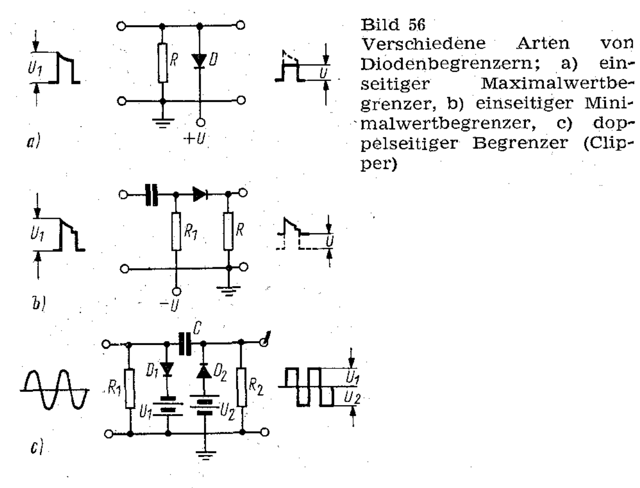


Bild 56
Verschiedene Arten von Diodenbegrenzern; a) einseitiger Maximalwertbegrenzer, b) einseitiger Minimalwertbegrenzer, c) doppelseitiger Begrenzer (Clipper)

werden, alle kleineren Spannungen unterdrückt sie. Die Schaltung ähnelt der in Bild 56a, nur liegt die Diode im Längszweig und ist mit der Sperrspannung —U vorgespannt. Sie hat für alle Spannungen kleiner als U einen hohen Widerstand, erst wenn die Eingangsspannung U übersteigt, wird sie (ins Durchlaßgebiet kommend) niederohmig. R wählt man einige 100 Ohm groß, R_1 liegt zwischen 10 und 100 kOhm. Durch Verändern von U kann man den Schwellwert einstellbar machen.
Bild 56c zeigt schießlich noch den doppelseitigen Begrenzer oder Clipper. Hier wird jede Diode mit einer gewissen Sperrspannung beaufschlagt (in diesem Fall durch die Batterien U_1 und U_2 angedeutet). Das bewirkt, daß sie bis zum Erreichen der Werte U_1 beziehungsweise U_2 hochohmig ist und erst oberhalb dieser Spannungen jeweils als Kurzschluß wirkt. Führt man diesem Begrenzer eine sinusförmige Eingangsspannung zu, dann ergibt sich eine rechteckförmige Ausgangsspannung. In der Amateurpraxis verwendet man einen solchen Clipper beispielsweise im Modulationsverstärker, womit man einen besseren Ausnutzungsgrad des Senders erreicht. Die Sprachschwingungen werden dann nämlich auf konstante Amplitude

unabhängig vom Aussteuerungsgrad des Modulationsverstärkers gebracht, und damit wird die mittlere Sendeleistung größer. Durch das Begrenzen entstehende Oberwellen oder Verzerrungen werden durch einen nachgeschalteten Tiefpaß beseitigt.*) Am Rande sei noch vermerkt, daß ein doppelseitiger Clipper sich besonders gut mit Zenerdioden ausführen läßt, weil diese durch die Zenerspannung die gleiche Kennlinie haben wie eine vorgespannte Diode mit Batterie.

Die bereits beschriebene Vierschichtdiode ist eine Sonderform, die fast ausschließlich in Impulsschaltungen eingesetzt wird. Obwohl dieses Bauelement bei uns noch ungebräuchlich ist, sollen hier zwei Anwendungsbeispiele dargestellt werden, die zum Verständnis des neuen Bauelements beitragen. Es war schon gesagt worden, daß die Vierschichtdiode zwei stabile Zustände aufweist, die beim Durchfahren eines gewissen Eingangsspannungsbereichs nacheinander auftreten. Bis zu einer Spannung von beispielsweise 50 ± 4 V hat die Diode einen Innenwiderstand von 200 kOhm. Wird die Spannung 50 V überschritten, so sinkt der Innenwiderstand ruckartig auf 5 bis 10 Ohm. Bis zu Halteströmen von beispielsweise 10 bis 30 mA bleibt die Diode geschlossen; wird der Strom im Diodenkreis kleiner, dann schaltet sie in den offenen Zustand zurück. Bild 57 zeigt einen Sägezahngenerator (Kippgenerator) mit einer Vierschichtdiode, wie er zum Beispiel als Zeitablenkgerät in einem Katodenstrahloszillografen Verwendung finden kann. Man erkennt, wie sich die Schaltung durch Verwendung des neuen Halbleiterbauelements vereinfacht. Die Speisespannung soll 3- bis 5mal größer als die Schaltspannung der Diode sein. R_1 muß den Strom im leitenden Zustand der

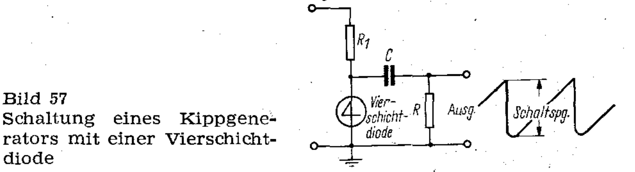


Bild 57
Schaltung eines Kippgenerators mit einer Vierschichtdiode

*) Siehe Klaus K. Streng, NF-Spezialschaltungen

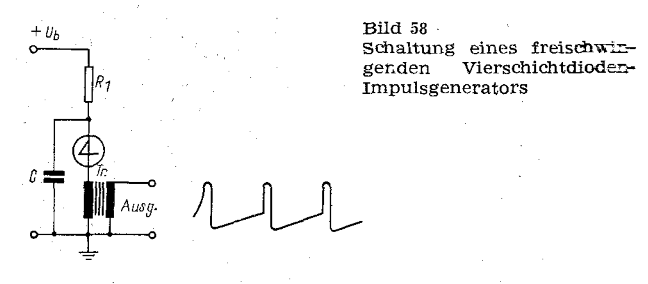


Bild 58
Schaltung eines freischwingenden Vierschichtdioden-Impulsgenerators

Diode auf kleinere Werte als den Haltestrom begrenzen. Im anderen Falle würde die Diode nur einmal kippen und dann geschlossen bleiben. Der Kondensator C wird über die Widerstände R_1 und R aufgeladen. Ist er auf die Schaltspannung aufgeladen worden, dann „zündet" die Diode, und C wird über ihren Innenwiderstand und den Widerstand R entladen. Der Entladevorgang dauert so lange, bis der Haltestrom der Diode vom Entladestrom unterschritten wird. In diesem Moment schaltet die Diode wieder in den offenen Zustand zurück, und der Vorgang beginnt von neuem. Mit den obenangegebenen Werten für die Vierschichtdiode (Schaltspannung 50 V, Haltestrom 20 mA und Betriebsspannung 250 V) ergibt sich R_1 = 16 kOhm, R = 1 kOhm, C je nach gewünschter Kippfrequenz (für 1 kHz z. B. C = 0,06 μF).
Schaltet man nach Bild 58 in den Entladekreis einen Impulstransformator, dann kann man kurze, starke Impulse erzeugen, die immer dann auftreten, wenn die Diode vom gesperrten in den leitenden Zustand gelangt und rasch wieder in den gesperrten Zustand zurückkippt.

4.4 Einsatz von Kapazitätsdioden

Auf eine wichtige Diodeneigenschaft wurde bisher noch nicht eingegangen: auf die Sperrschichtkapazität. Wenn die Diode in Sperrichtung gepolt ist, hat sie eine elektrische Doppelschicht, einen Potentialwall. Je nach Größe der angelegten Sperrspannung wird die Sperrschicht breiter oder schmaler. Man kann nun diese Sperrschicht als Kapazität auffassen, dann ergibt

sich, daß diese Sperrschichtkapazität spannungsabhängig ist und durch Verändern der angelegten Spannung gesteuert werden kann. Bei den Spitzendioden ist die Sperrschichtkapazität klein und auch nur in sehr kleinen Grenzen durch die Sperrspannung veränderlich (bei OA 647 z. B. C_{sp} = 0,7 bis 0,5 pF je nach angelegter Sperrspannung). Bei Flächendioden, besonders bei Zenerdioden, ist die Sperrschichtkapazität beträchtlich und auch in weiten Grenzen steuerbar. Bild 59 zeigt Beispiele für die Sperrschichtkapazitäten und deren Änderung mit der Vorspannung. Besonders hoch sind die Sperrschichtkapazitäten bei Zenerdioden, wie Bild 59a zeigt. Die sowjetische Zenerdiode D 809 gestattet eine Kapazitätsvariation von 500 bis 160 pF (3,1 : 1), während die WF-Diode ZA 250/9 etwa 2,2 : 1

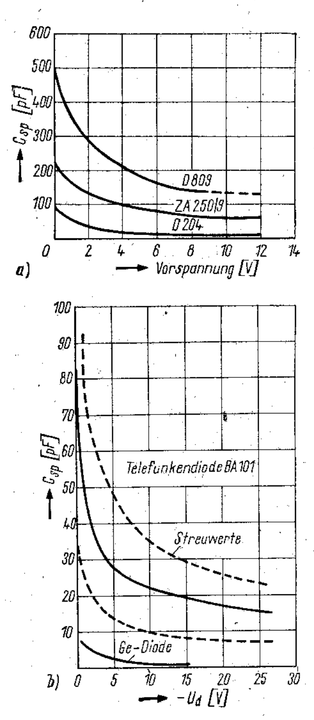


Bild 59
Sperrschichtkapazität als Funktion der Sperrspannung; a) bei Zenerdioden, b) bei Silizium- und Germanium-Kleinflächendioden

Variation hat. Die unterste Kurve stammt von einem Silizium-Netzgleichrichter. Bei Kleinflächendioden aus Ge oder Si sind die Kapazitäten kleiner, jedoch können diese steuerbaren Kapazitäten bei höheren Frequenzen (bis 800 MHz) eingesetzt werden, während Zenerdioden nur bis etwa 30 MHz brauchbar sind. Jede Diode hat außer ihrer Kapazität noch einen Bahn- und einen Sperrwiderstand. Ersterer hängt vom Material und vom durchfließenden Strom in gewisser Weise ab, während der Sperrwiderstand meist vernachlässigbar groß ist (besonders bei Si-Dioden bis 10^9 Ohm). Ein weiterer Nachteil der steuerbaren Kapazitäten ist, daß an einen mit ihnen ausgerüsteten Kreis keine höheren Spannungen als etwa $^4/_5$ der Sperrspannung der Diode angelegt werden dürfen. Mit größerer HF-Amplitude im Kreis nimmt auch die Güte ab. Ferner ist die Sperrschichtkapazität auch temperaturabhängig. Bild 59b zeigt Kapazitätskurven für die Telefunken-Si-Diode BA 101 und eine Germanium-Kleinflächendiode. Die untere Grenzfrequenz für den Einsatz von Zenerdioden als steuerbare Kapazitäten errechnet sich nach der Formel $f_{min} = Q/2 \pi R_{sp} C$.

Hält man eine Güte von 10 für gerade noch ausreichend und setzt die Werte der D 809 ein (R_{sp} = 50 MOhm, C = 500 pF), dann wird f_{min} = 63 Hz. Die obere Grenzfrequenz liegt (wenn dort auch Q = 10 als Grenzwert angenommen wird) bei 30 bis 40 MHz. Bild 60 gibt an, wie eine Zenerdiode als steuerbare Kapazität in einen HF-Kreis eingeschaltet werden kann. Über einen großen Vorwiderstand wird die Gleichspannung in Sperrichtung zugeführt und die Spule kapazitiv abgeblockt, damit der Gleichstrom nur über die Sperrschicht der Zenerdiode fließt und dort die gewünschten Effekte hervorruft. Aus Bild 60a geht hervor, wie der gesamte Vorspannungsbereich ausgenutzt wird, wenn nur ein 10-kOhm-Potentiometer zur Regelung vorgesehen ist. In Bild 60 b und c sind Methoden der Bereichseinengung angegeben (der Arbeitsbereich auf der Kurve $C_{sp} = f(U_{sp})$ stets schraffiert dargestellt). Manchmal ist es vorteilhaft, zum Beispiel bei Modulationsschaltungen, einen solchen Bereich auf der Kapazitätskurve herauszusuchen, wo die Ände-

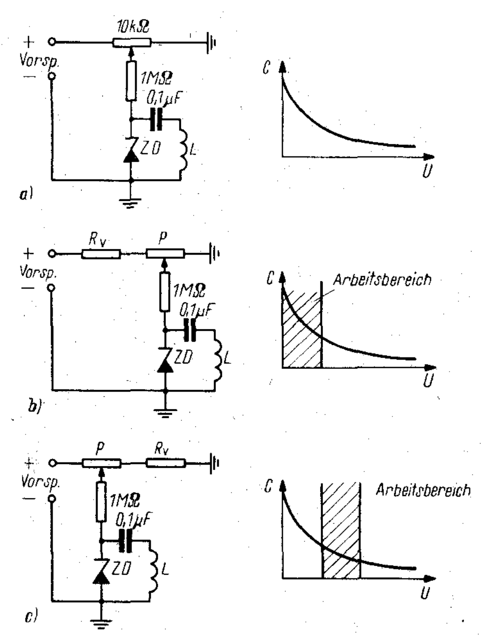


Bild 60
Zenerdiode als steuerbare Kapazität im Schwingkreis; a) volle Ausnutzung des Sperrspannungsbereichs bis Uz, b) Ausnutzung des steileren Bereichs der Kapazitätskennlinie, c) Ausnutzung des flacheren Bereichs nahe Uz

rung von C linear mit U_{sp} verläuft. Natürlich wird dann die erzielbare Kapazitätsänderung kleiner.
Schaltet man Zenerdioden der Reihe ZA 250/5 ··· 9 oder die sowjetischen Typen D 808 ··· 813 in einen Mittelwellenschwingkreis anstelle des Drehkondensators ein, so kann durch Verändern einer Gleichspannung mit Potentiometer eine Senderabstimmung im Empfänger durchgeführt werden. Bild 61 zeigt die Änderung der Eigenfrequenz eines solchen Kreises als Funktion der Stellung des Abnehmers im Potentiometer. Mit einer Diode kann nicht der gesamte Mit-

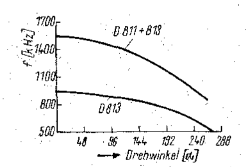


Bild 61
Abstimmkurven im Mittelwellenbereich

telwellenbereich überstrichen werden, man teilt ihn deshalb in zwei Bereiche auf, indem man einmal eine Diode (D 813) und dann zwei parallelgeschaltete Dioden (D 811 und 813) verwendet. Die im Beispiel eingesetzten Dioden hatten folgende Werte: D 813 : C_{max} = 325 pF, C_{min} = 95 pF, C_{max}/C_{min} = 1,85; D 811 : C_{max} = 245 pF, C_{min} = 90 pF, C_{max}/C_{min} = 1,7. Die Güte des aus einer Spule mit Q = 150 und der Zenerdiode zusammengesetzten Schwingkreises schwankt im Mittelwellenbereich zwischen 30 und 50. Mit ausgesuchten Zenerdioden kann man natürlich auch mehrere Kreise im Gleichlauf über ein gemeinsames Potentiometer abstimmen und so einen Mehrfachdrehkondensator ersetzen. Der Kreis wird mit höheren HF-Spannungen belastbar und seine Güte ebenfalls entsprechend höher, wenn man 2 gegengeschaltete Zenerdioden zur Abstimmung benutzt. Diese verbesserte Art der Einschaltung zeigt Bild 62. Natürlich läßt sich diese Art der elektronischen Kreisabstimmung auch im Kurzwellenbereich durchführen. Bild 63 gibt Meßergebnisse des Verfassers wieder, die zeigen, daß eine breitbandige Kurzwellenabstimmung (oder auch Wobbelung durch Verwendung einer Sägezahnkippspannung als Vorspannung) möglich ist. Die angegebene Kurve ergibt eine Abstimmsteilheit von 0,33 MHz/V. Die Güte des gemessenen Kreises lag zwischen 30 (am kurzwelligen Ende) und 70 (am langwelligen Ende).

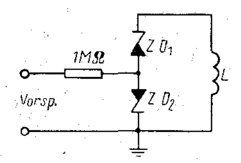
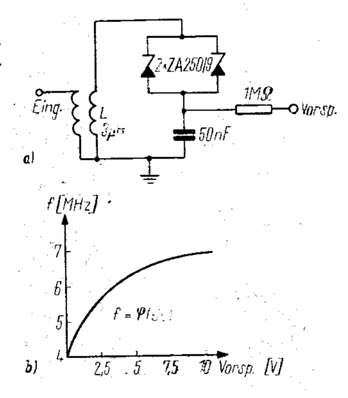


Bild 62
Verbesserte Abstimmschaltung mit 2 Zenerdioden

Bild 63
Abstimmung mit Zenerdioden im Kurzwellenbereich



In den letzten Jahren ist ein neues Verstärkerprinzip bekannt geworden, das einen steuerbaren Blindwiderstand zur Entdämpfung eines Schwingkreises ausnutzt. Man nennt derartige Verstärker „parametrische Verstärker", weil bei ihnen ein Schwingkreisparameter in geeigneter Weise verändert wird. Zunächst ein mechanischer Vergleich: Man kann eine Kinderschaukel zum Schwingen bringen, wenn man ihre Länge im doppelten Rhythmus ihrer Eigenschwingungsdauer verlängert und verkürzt. Ähnlich kann man einem Schwingkreis Energie zuführen, wenn man zum Beispiel die Kapazität im Kreis mit der doppelten Frequenz verkleinert und vergrößert. Das neue Verstärkerprinzip funktioniert auch bei anderen Frequenzverhältnissen als 1 : 2. Man nennt die Hilfspannungsquelle „Pumpe". Besondere Bedeutung hat der parametrische Verstärker im Mikrowellengebiet, weil er dort sehr rauscharm ist und hohe Verstärkung liefern kann. Als Nachteil dieses Verstärkers muß man werten, daß er ein Zweipolverstärker ist, also keine Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis ohne besondere Schaltmittel möglich wird. Damit sich der Amateur auch mit dieser neuen Verstärkerart vertraut machen kann, ist in Bild 64 die Schaltung eines einkreisigen parametrischen Verstärkers für eine Signalfrequenz von 30 MHz und eine Pumpfrequenz von 60 MHz angegeben. Als steuerbare Kapazität wird die Basis-Kollek-

torsperrschicht eines HF-Diffusionstransistors der Type P 403 oder OC 883 benutzt. Die Gleichspannung zur Arbeitspunkteinstellung ist zwischen 0 und 10 V veränderlich. Sie wird der Sperrschicht über einen Widerstand von 2 MOhm zugeführt. Zwischen den Klemmen 1 und 3 führt man die Eingangsfrequenz 30 MHz zu, zwischen 2 und 3 nimmt man die Ausgangsspannung ab. Bei hochohmigem Ausgangskreis kann man auch die gestrichelt gezeichnete kapazitive Kopplung benutzen. Ohne Pumpspannung soll die Grundkapazität der Sperrschicht 15 bis 40 pF betragen (durch Vorspannung einstellen). Die Pumpspannung von etwa 1 V_{eff} bei 60 MHz wird über einen kleinen HF-Übertrager (L_2 L_3 je 3 Wdg. 1 CuL auf 8-mm-Ferritringkern mit μ = 10) und einen LC-Koppelkreis der steuerbaren Kapazität zugeführt. L_1 hat 12 Wdg. 1 CuL auf einem Wickelkörper von 16 mm ∅. Anzapfung 1 liegt bei der 1. Wdg. vom kalten Ende aus, Anzapfung 2 einc halbe Wdg. höher. Die Drossel Dr hat L = 5 bis 6 μH (60 Wdg. 0,2 CuL auf 6 mm ∅). Bei Eingangsspannungen im Bereich von 0 bis 100 μV beträgt die Bandbreite des Verstärkers 35 kHz und die Verstärkung das 10- bis 100fache je nach zugeführter Pumpspannung.

Nach all dem bisher über steuerbare Kapazitäten Gesagten ist die Anwendung einer Zenerdiode als Frequenzmodulator im Amateursender oder Meßgerät eigentlich einleuchtend. Bild 65 bringt die praktische

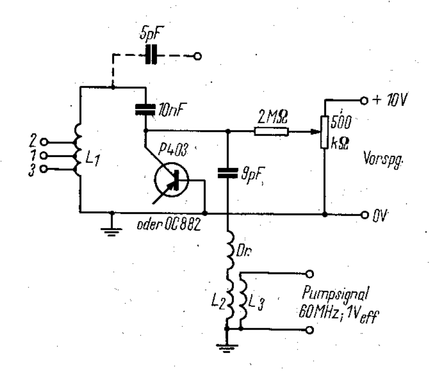
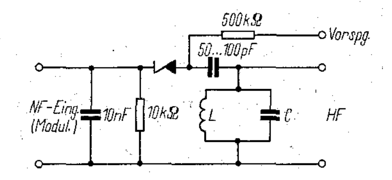


Bild 64
Einkreisiger degenerierter parametrischer Verstärker für eine Frequenz von 30 MHz

Bild 65
Frequenzmodulation mittels steuerbarer Diode



Schaltung des einfachen Modulators. Der HF-Kreis LC kann zum Beispiel Teil eines Oszillators sein. Über einen Hochohmwiderstand erhält die Zenerdiode die Grundvorspannung, während die modulierende NF-Spannung dem RC-Glied (10 nF/10 kOhm) zugeführt wird. Der hinter der Zenerdiode liegende Trennkondensator kann auch zur Verkleinerung des Hubs benutzt werden. Man wählt ihn dann kleiner (10 bis 100 pF).
Die Weiterentwicklung der Kapazitätsdioden oder steuerbaren Kapazitäten geht in Richtung immer höherer Einsatzfrequenzen und auch in Richtung auf höhere elektrische Güte (kleine Eigeninduktivität, kleine Verlustwiderstände).

4.5 Anwendung von Zenerdioden

Der bei der Untersuchung von Isolatoren und Halbleitern auf Durchschlagsfestigkeit gefundene Zenereffekt beruht auf einer Lawinenbildung der Ladungsträger im Bereich hoher Sperrfeldstärken. Durch das Herauslösen von Elektronen oder Löchern aus dem Atomgitter nimmt der Widerstand des Materials bei Einsetzen der Lawinenleitung sprunghaft ab. Bei Siliziumflächendioden, die aus n-leitendem niederohmigem Silizium hergestellt werden, tritt der Zenereffekt bereits bei Spannungen zwischen 3 bis 100 V auf. Bild 66 zeigt die Kennlinien einiger vom VEB WF hergestellten Zenerdioden. In Durchlaßrichtung ergibt sich eine Schleusenspannung von etwa 0,7 V und ein niedriger Durchlaßwiderstand (etwa 2 bis 10 Ohm), während in Sperrichtung zuerst ein recht hoher Sperrwiderstand (größer als 10 MOhm) auftritt, der bei Überschreiten der Zenerspannung schnell kleine Werte annimmt (bei

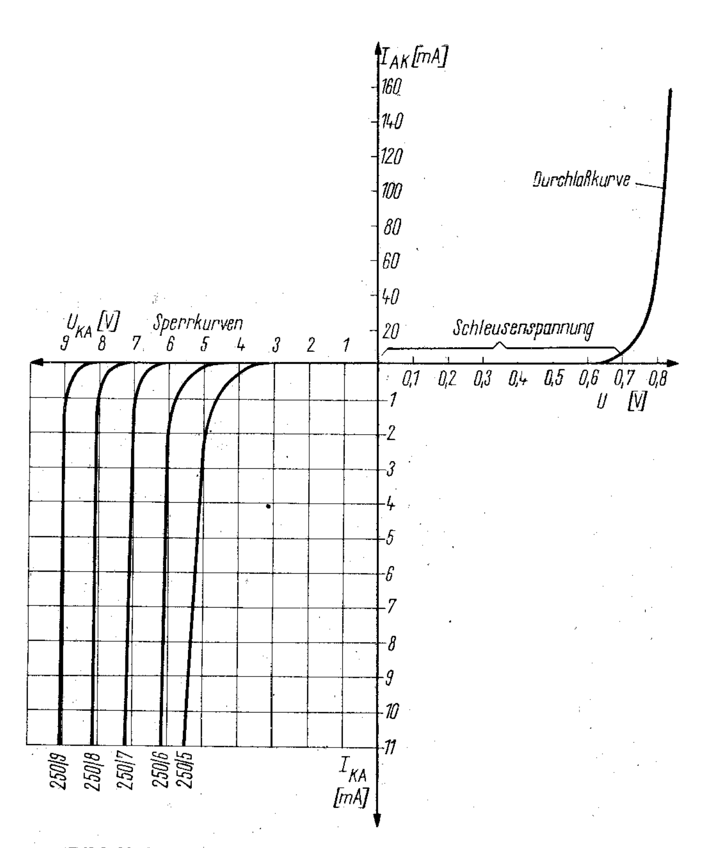
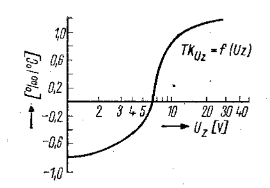


Bild 66 Sperr- und Durchlaßkennlinien der Siliziumzenerdioden ZA 250/5 ··· 9 des VEB WF Berlin

I_Z = 10 mA liegt der Durchbruchswiderstand im Bereich 10 bis 100 Ohm). Die Kennlinie im Sperrbereich ähnelt der eines Glimmstreckenstabilisators, und die naheliegendste Anwendung der Zenerdiode ist die Konstanthaltung niedriger Gleich- oder Wechselspannungen. Für die Konstanthaltung spielt auch der Temperaturkoeffizient der Zenerdioden eine Rolle. Aus Bild 67 kann man erkennen, daß bei Zenerspannungen

Bild 67
Temperaturkoeffizient von Zenerdioden als Funktion der Zenerspannung



um 6 V der Temperaturkoeffizient fast zu Null wird. Zur Konstanthaltung höherer Spannungen verwendet man deshalb besser eine Reihenschaltung mehrerer Zenerdioden mit 6 bis 7 V Zenerspannung. Auch bei höheren Zenerspannungen bleibt der Temperaturkoeffizient noch genügend klein. Auf Grund ihres konstruktiven Aufbaus haben die Zenerdioden eine begrenzte Verlustleistung, die den maximal zulässigen Zenerstrom begrenzt. Schaltet man eine Zenerdiode ohne Vorwiderstand an eine Spannungsquelle mit einer höheren Spannung als U_Z an, so brennt sie durch. Genau wie Glimmröhren sollen Zenerdioden nie ohne Vorwiderstand angeschlossen werden. Bild 68 gibt die Grundschaltung für eine Stabilisierung mit Zenerdiode wieder. R_L symbolisiert den entnommenen Strom, R_1 begrenzt den maximal fließenden Zenerstrom. Je nach der zulässigen Verlustleistung unterscheidet man Kleindioden und Leistungsdioden, bis $N_V = 250$ mW sind es Kleinzenerdioden (meist in

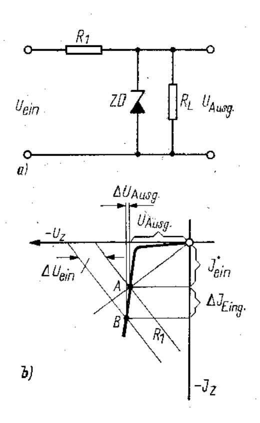


Bild 68
Einfache Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode; a) Schaltbild, b) grafische Ermittlung des Arbeitspunktes

Glasausführung), oberhalb dieses Leistungswerts werden die Leistungszenerdioden meist in Metallgehäuse mit Gewindestutzen eingebaut. Bild 68b zeigt die grafische Ermittlung des Arbeitspunktes auf der Sperrkennlinie. Durch die Widerstandsgerade für R_1 wird die Zenerkennlinie im Punkt A geschnitten. Es fließt dann im Kreis der Strom I_{eing}, und über der Diode stellt sich die Ausgangsspannung U_{ausg} ein. Nimmt durch Steigerung der Eingangsspannung der Strom im Zenerdiodenkreis um $\triangle I_{eing}$ zu, dann steigt die Ausgangsspannung um $\triangle U_{ausg}$ an. Zieht man durch den Punkt B eine Parallele zur Widerstandsgeraden für R_1, so kann die Eingangsspannungsschwankung $\triangle U_{eing}$ bestimmt werden. Der Stabilisierungsfaktor ist dann das Verhältnis $\triangle U_{eing}/\triangle U_{ausg} = S$. Die Stabilisierung der angegebenen Schaltung errechnet sich zu

$$V = \frac{\triangle U_{eing}}{\triangle U_{ausg}} \cdot \frac{U_{ausg}}{U_{eing}} = (1 + R_1/r_z) \cdot (U_a/U_{eing}).$$

Mit den Werten $U_{eing} = 24$ V, $U_{ausg} = U_z = 6$ V und $I_z = 10$ mA ergibt sich aus der Kennlinie $r_z = 25$ Ohm und $V = 15{,}1$ bei $I_{ausg} = 2$ mA. Auftretende primärseitige Spannungsschwankungen werden also auf $^1/_{15}$ herabgesetzt. Genügt diese Stabilisierung noch nicht – das ist zum Beispiel bei Kompensatorschaltungen oder Eichspannungsquellen der Fall –, so kann man zwei Zenerdiodenkreise unterschiedlicher Spannung in Kaskade schalten. Bild 69 zeigt ein Ausführungsbeispiel für eine solche Stabilisierungsschaltung. Es wird von einer Spannung von 12 V $\pm$ 10 % ausgegangen und zuerst eine Zenerdiodenschaltung mit der ZA 250/9 aufgebaut. Deren Querstrom regelt man auf 10 mA ein, und der Stabilisierungsfaktor ergibt sich zu S = 21. Die sich daran anschließende Stabilisierungsschaltung mit 2 mA Querstrom ist mit der Zenerdiode ZA 250/5 ausgerüstet und hat einen Stabilisierungsfak-

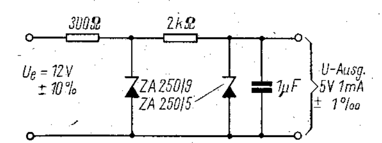


Bild 69
Schaltung eines Spannungsnormales mit Kaskadenschaltung zweier Zenerdioden unterschiedlicher Zenerspannung

tor S = 40. Bei Hintereinanderschaltung multiplizieren sich die Stabilisierungsfaktoren, und es ergibt sich für die Ausgangsspannung (bei Belastung mit weniger als 1 mA Laststrom) eine Stabilität von besser als 1 %. Leistungsmäßig hat eine solche Kaskadenschaltung natürlich einen schlechten Wirkungsgrad, er beträgt 3,3 % (N_{ausg}/N_{eing}). Sollen große Ströme stabilisiert werden, so kommt man um eine vollständige Regelschaltung mit Transistoren und Zenerdiode nicht herum. Bild 70 zeigt ein einfaches, geregeltes Niederspannungsgerät. Man führt der Schaltung eine Eingangsspannung von 18 bis 24 V zu und schaltet den Leistungstransistor OC 838 als steuerbaren Serienwiderstand vor den Verbraucher. Fließt im Ausgangskreis mehr Strom, oder will die Ausgangsspannung absinken, so wird dem Serientransistor eine Steuerspannung zugeführt, die diesen Änderungen entgegenwirkt. Das geschieht auf folgende Weise: Über einen Spannungsteiler wird ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und einer Vergleichsstufe mit dem Transistor OC 828 zugeführt. In dessen Emitterkreis liegt eine Zenerdiode ZA 250/8. Der Transistor führt dann Strom, wenn die Basis negativer als der Emitter wird. Dies ergibt sich, wenn die am Spannungsteiler abgegriffene Ausgangsspannung größer als 8 V ist. Fließt im OC 828 Strom, so tritt am 1-kOhm-Widerstand im Basiskreis des Leistungstransistors ein Spannungsabfall auf, und der Transistor OC 838 wird gesperrt, beziehungsweise sein innerer Widerstand vergrößert sich. Dadurch nimmt die Ausgangsspannung ab, und die Basis des Steuertransistors OC 828 wird positiver. Damit wiederum nimmt der im OC 828 fließende

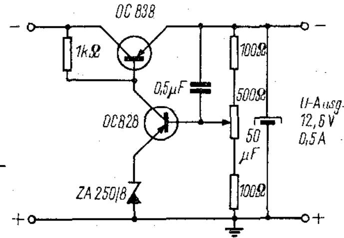


Bild 70
Einfaches, transistorgeregeltes Niederspannungsnetzgerät mit Zenerdiode als Referenzelement

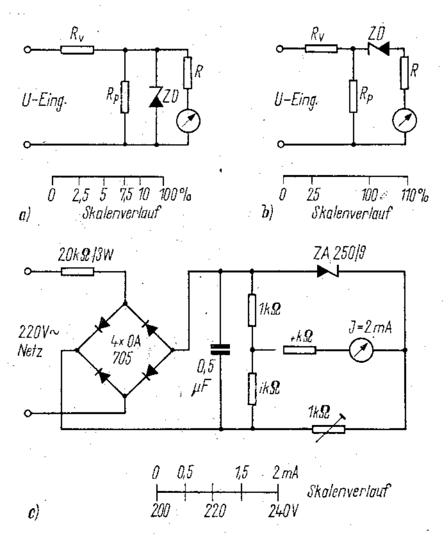


Bild 71 Anwendung von Zenerdioden zur Dehnung von Teilen des Meßbereichs bei Zeigerinstrumenten

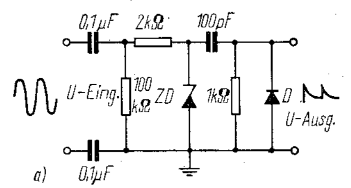
Strom ab, was eine gegensinnige Regelung des Serientransistors OC 838 bewirkt. So stellt sich die Ausgangsspannung auf einen konstanten Wert ein, und jede auftretende Strom- oder Spannungsänderung wird ausgeglichen. Im angegebenen Gerät können Ströme bis 0,5 A bei 12,6 V stabilisiert werden. Der Regelungsfaktor beträgt etwa 20.

Bild 71 bringt noch einige Beispiele für die Anwendung von Zenerdioden in der Meßtechnik. Oft ist es erforderlich, aus einem großen Meßbereich einen Teil gedehnt oder gestaucht zur Anzeige zu bringen und damit die Meßgenauigkeit für den speziellen Fall zu vergrößern. In Bild 71a wird eine Schaltung angegeben, die es gestattet, daß Meßbereichsende zusammenzustauchen. Bis die Zenerspannung erreicht ist, wird eine lineare Spannungsteilung zwischen R_v und R_p auftreten. Sobald die Spannung am Instrument größer als U_z werden will, bewirkt jetzt der dynamische Innen-

widerstand der Zenerdiode r_z die Spannungsteilung, und da dieser kleiner als R_p ist, kann die Spannung am Instrument nur noch wenig zunehmen. Dies zeigt auch der unter der Schaltung angegebene Skalenverlauf.

Bild 71b zeigt eine Dehnung des Endbereichs und Stauchung des Anfangsbereichs eines Meßinstruments mit Hilfe einer Zenerdiode. Hier wirkt zunächst unterhalb der Zenerspannung die Diode als hochohmiger Vorwiderstand vor dem Meßwerk, und es ergibt sich eine geringe Empfindlichkeit. Wenn die an R_p auftretende Spannung jedoch mehr beträgt als die Summe von U_z und U_R, dann hat die Zenerdiode einen kleinen Innenwiderstand, und die volle Instrumentenempfindlichkeit wird wirksam. Bild 71c zeigt abschließend noch eine Anwendung, die auch in der Amateurpraxis vorkommt: ein Meßinstrument für die Nenn-Netzspannung. Hier wird der Nullpunkt bis 200 V unterdrückt und dann nur der Bereich bis 240 V zur Anzeige gebracht. Damit kann eine sehr hohe Meßgenauigkeit erzielt werden. Solche Sollspannungsvoltmeter wurden früher mit Kaltleiterbrücken oder anderen nichtlinearen Widerständen aufgebaut. Heute können mit Zenerdioden recht einfache Sollspannungsvoltmeter aufgebaut werden. Mittels Graetzbrücke wird die Wechselspannung gleichgerichtet und einer Brükkenschaltung zweier Widerstände zugeführt. Im Nullzweig der Brücke liegt ein Strommesser mit 2 mA Endausschlag. Nur in der Nähe der Zenerspannung ergibt sich eine große Änderung der Diagonalspannung in der Brücke, so daß sowohl der Anfangs- als auch der Endbereich unterdrückt wird. Durch Veränderung der Parameter der Schaltung können natürlich auch andere Spannungen mit gedehntem Sollspannungsbereich zur Anzeige gebracht werden.

Abschließend zum Kapitel über den Einsatz von Zenerdioden soll noch eine Impulsanwendung beschrieben werden. Für Prüfzwecke benötigt man oft Impulsfolgen im Niederfrequenzgebiet. Mit der in Bild 72 angegebenen Schaltung können auf einfache Weise kurze Impulse aus einer Sinusspannung erzeugt werden. Man führt einer Zenerdiode eine hohe Wech-



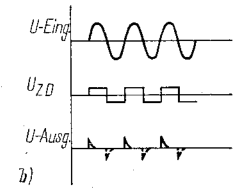


Bild 72
Einfache Impulsgeneratorschaltung mit Zenerdiode

selspannung zu (Wechselspannung = 10mal Zenerspannung). Diese verwandelt sie in eine Rechteckspannung, denn in Durchlaßseite kann keine höhere Spannung als 0,7 V auftreten (dann wird die Diode niederohmig), und in Sperrichtung erfolgt die Begrenzung bei der Zenerspannung. Die Rechteckspannung wird nun dem Differenzierglied 100 pF/1 kOhm zugeführt. Dieses erzeugt aus der Rechteckspannung kurze Spitzen, und zwar bei der Vorderflanke positiv, bei der Rückflanke der Rechteckspannung negativ gerichtet. Durch Parallelschalten einer Spitzendiode kann man die Nadelimpulse einer Polarität entfernen, und es ergibt sich am Ausgang eine Folge kurzer, einseitig gerichteter Impulse, die zu Prüf- oder Steuerzwecken verwendet werden kann. Die Ausgangsamplitude beträgt etwa 0,5 bis 2 V_{ss}.

4.6 Tunneldioden

Im Jahre 1958 veröffentlichte der japanische Physiker Leo Esaki Arbeiten über den Tunneleffekt bei Germanium und beschrieb ein Bauelement, das einen stabilen negativen Widerstand in Durchlaßrichtung besitzt: die Tunnel- oder Esakidiode. Zu ihrer Herstellung

wird hochdotiertes Germanium verwendet, das Bauelement ist in Sperr- und Durchlaßrichtung niederohmig und bedarf nur sehr kleiner Speisespannungen. Bei diesem Bauelement können Ladungsträger sehr rasch den Potentialwall überwinden, indem sie trotz geringer Eigenenergie „hindurchtunneln". Die Sperrschicht ist etwa 10^{-7} mm dick, und die Geschwindigkeit der Ladungsträger (es sind nur Majoritätsträger an der Stromleitung beteiligt) kommt der Lichtgeschwindigkeit nahe. Daraus geht klar hervor, daß bei Tunneldioden sehr hohe obere Grenzfrequenzen erreicht werden können (heute sind Tunneldioden labormäßig bis 10 GHz vorhanden). Bild 73 zeigt die Kennlinie der Tunneldiode mit äußerem Widerstand. Zwischen den Punkten A und B ergibt sich im Durchlaßast der Kennlinie ein Gebiet negativen Innenwiderstands. Dies kann zur Verstärkung oder Schwingungserzeugung benutzt werden. Die Eigenschaften der Tunneldiode werden durch die Werte Tal- und Höckerspannung sowie Tal- und Höckerstrom definiert. Praktisch erreichte Werte sind: Höckerstrom 1 mA, Talstrom 0,2 mA, Höckerspannung 55 mV, Talspannung 350 mV, Stromverhältnis $I_h/I_t = 5$, negativer Widerstand 154 Ohm, Diodenkapazität etwa 7 pF, Grenzfrequenz 1800 MHz. Will man die Tunneldiode als Schalter benutzen, dann spannt man sie über einen

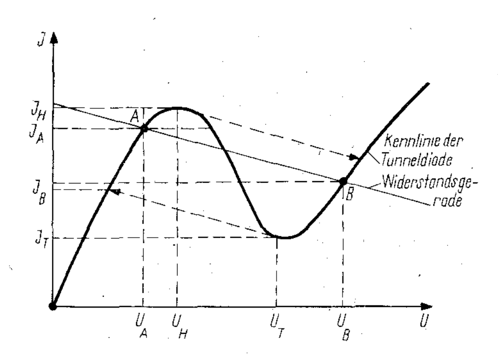


Bild 73 Kennlinie einer Tunneldiode mit äußerem Widerstand

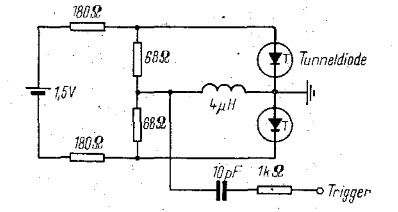


Bild 74
Multivibrator mit 2 Tunneldioden für 10 MHz

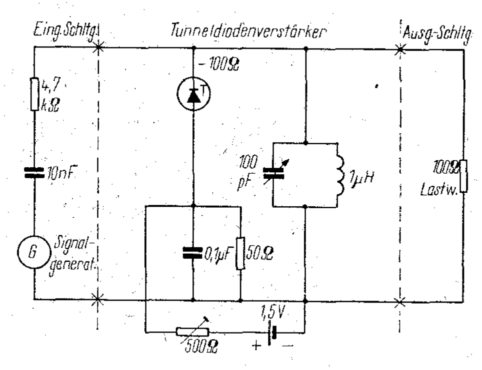


Bild 75 ZF- oder HF-Verstärker mit Tunneldiode (V = 10fach)

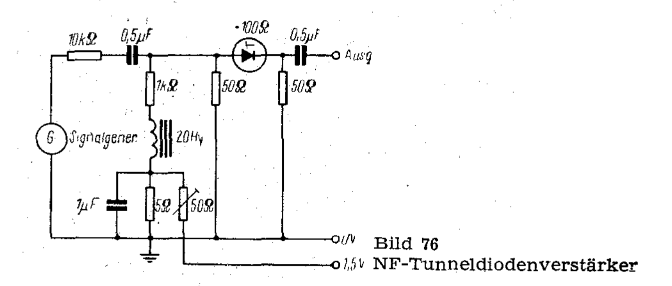


Bild 76
NF-Tunneldiodenverstärker

niederohmigen Teiler auf den Punkt A oder B ihrer Kennlinie vor. Durch äußere Steuerung kann man dann zwischen A und B rasch umschalten. Bild 74 zeigt einen Multivibrator mit zwei Tunneldioden. Man erkennt den einfachen Aufbau. Der Spannungsteilerwiderstand muß immer kleiner als der negative Widerstand der Tunneldiode sein, sonst ist kein stabiles Arbeiten möglich. Die Bilder 75 und 76 zeigen schließlich noch Anwendungen der Tunneldioden für die HF-, ZF- und NF-Verstärkung. In allen diesen Fällen wird der negative Widerstand der Tunneldiode zur Verringerung der Verluste im Kreis benutzt. Der sich ergebende Verstärker ist ein Zweipolverstärker, zwischen Ein- und Ausgang besteht keine Trennung. Es ist verständlich, daß mehrstufige Tunneldiodenverstärker nur schwer zu realisieren sind, die Schwingneigung ist hoch. Mit einer Stufe können Verstärkungen von 10 bis 100 erzielt werden, Eigenrauschfaktoren unter 2 dB sind möglich. In der DDR befinden sich zur Zeit Tunneldioden in der Entwicklung. Es ist damit zu rechnen, daß sie im Jahre 1965 zur Verfügung stehen. Die gegenwärtigen Entwicklungsarbeiten gehen in Richtung höherer Leistung und höherer Grenzfrequenz. Hauptsächliche Anwendungsgebiete für Tunneldioden sind: rauscharme Eingangsstufen, kleine Oszillatoren und schnelle Rechenmaschinen. Die technische Anwendung der Tunneldioden steht erst am Anfang, doch muß der Amateur die grundsätzlichen Probleme der neuen Technik kennen, damit er zu gegebener Zeit selbst an deren Weiterentwicklung mitarbeiten kann.

4.7 Sonderanwendungen von Halbleiterdioden

Neben allen bisher besprochenen Diodenanwendungen sind noch ungewöhnliche Einsatzbeispiele bekannt geworden, die jedoch in manchen Fällen dem Amateur eine Vereinfachung seiner Konstruktionen oder sogar billige Neuanwendungen ermöglichen. Es ist zum Beispiel weniger bekannt, daß man eine in Durchlaßrichtung vorgespannte Diode als regelbaren Widerstand in Wechselstromkreisen benutzen kann. Vor-

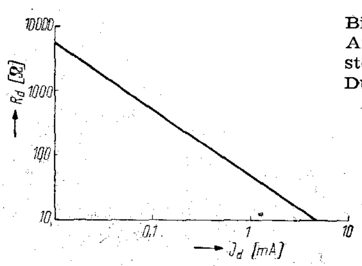


Bild 77
Anwendung der Diode als steuerbarer Widerstand in Durchlaßrichtung

bedingung für diese Anwendung ist jedoch, daß nur kleine Wechselspannungsamplituden zu übertragen sind, innerhalb derer die Diode als lineares Schaltelement betrachtet werden kann. Bild 77 zeigt die Abhängigkeit des Durchlaßwiderstands vom durchfließenden Gleichstrom. Macht man diesen einstellbar und führt ihn so an die Diode, daß der Wechelstromkreis dadurch nicht beeinflußt wird, dann kann man einen Regelwiderstand im Bereich 1 : 1000 mit der Diode aufbauen.

Eine zweite Sonderanwendung betrifft das Sperrverhalten einer Siliziumspitzendiode. Läßt man durch die Diode einen Sperrstrom fließen, dann ergibt sich ein starkes Rauschen, dessen Größe vom Sperrstrom abhängt. An einem Widerstand kann man die Rauschspannung (ähnlich wie bei einer Röhrenrauschdiode mit Wolframkatode) abnehmen und empfindliche Empfänger damit eichen. Man muß nur einmal die von der Diode abgegebene Rauschleistung messen. Die Messung der Empfängerempfindlichkeit erfolgt mit diesem Rauschgenerator in der Weise, daß zuerst an einem Outputmeter eine dem Eigenrauschen entsprechende Spannung gemessen wird. Dann schließt man den Rauschgenerator an den Eingang an und stellt durch Regeln des Sperrstroms einen 1,41mal so großen Ausschlag am Outputmeter ein. Der dann am Rauschgenerator abgelesene Sperrstromwert ist ein Maß für die Empfindlichkeit des Geräts. Es ist um so empfindlicher, je kleiner der eingestellte Sperrstrom war. Das Gerät ist für 300 Ohm symmetrisch und 75 Ohm unsymmetrisch ausgelegt (Bild 78).

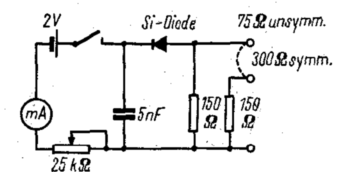


Bild 78
Rauschgenerator mit Siliziumdiode

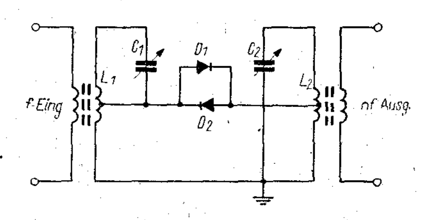


Bild 79
Frequenzvervielfacher mit 2 gegeneinander geschalteten Dioden

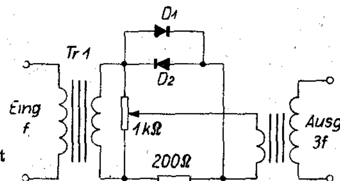


Bild 80
Frequenzverdreifachung mit 2 Dioden

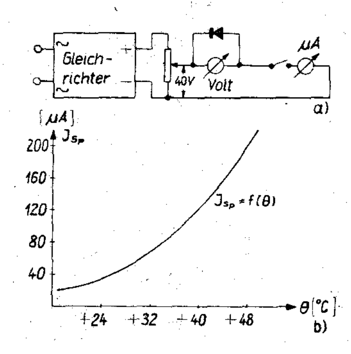


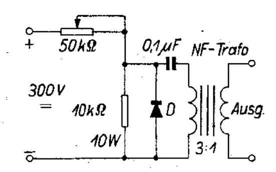
Bild 81
Anwendung einer Germaniumflächendiode als Temperaturmesser; a) Schaltungsaufbau, b) Eichkurve

Bild 79 und Bild 80 zeigen Anwendungen der Dioden als Frequenzvervielfacher. Führt man der Diode eine Sinusspannung zu, so verzerrt sie diese auf Grund ihrer gekrümmten Kennlinie. Es läßt sich zeigen, daß in der Ausgangsspannung eine Reihe von Oberwellen der zugeführten Spannung mit abnehmender Amplitude enthalten sind. Durch Nachschalten eines abgestimmten Schwingkreises kann man sich die gewünschte Oberwelle heraussieben und weiterverwenden. Die Schaltung nach Bild 80 ergibt einen besonders hohen Wirkungsgrad für die dritte Oberwelle. Mit dem Potentiometer wird auf höchste Ausgangsspannung bei 3 f abgeglichen.

Der Umstand, daß Germaniumdioden in ihren Kenndaten temperaturabhängig sind, kann zur Temperaturmessung benutzt werden. Besonders stark temperaturabhängig ist der Sperrstrom. Man legt also nach Bild 81 an die Diode eine Sperrspannung von etwa 20 bis 40 V und mißt mit einem Mikroamperemeter den fließenden Strom. Dieser ist in den Grenzen von − 40 und + 60 °C ein eindeutiges Maß für die Diodentemperatur. Bild 81b gibt die mit der Schaltung nach Bild 81a aufgenommene Eichkurve wieder. Damit sich die Diode nicht auf Grund des durch sie fließenden Stromes erwärmt, wird das Mikroamperemeter nur während der Messung mit einem Druckknopfschalter eingeschaltet. Die Eichung kann durch Vergleich mit einem Quecksilberthermometer im Ölbad erfolgen. Die Anzeige ist nichtlinear.

Weiter oben ist bereits erwähnt worden, daß eine Germaniumspitzendiode in Sperrichtung ein Gebiet negativen Widerstands haben kann. Mit einem Kristalldetektor (Zinkit und Wolframspitze) hatte 1924 der sowjetische Physiker Lossew den „Schwingdetektor" oder Kristadyn aufgebaut und diesen negativen Widerstand ausgenutzt. Heutzutage kann der Amateur auch mit den bei uns gefertigten Germaniumdioden unter bestimmten Bedingungen im Sperrbereich Schwingungen erzeugen. Bild 82 zeigt die Schaltung. Der negative Widerstand der Diode tritt bei höheren Sperrspannungen auf, deshalb wird ein Netzgerät mit etwa 300 V Ausgangsspannung benutzt und mit dem

Bild 82
Diodenoszillator durch negativen Widerstand in Sperrichtung



Potentiometer 50 kOhm der geeignete Arbeitspunkt eingestellt. Die Diode liegt in einem Serienresonanzkreis, so daß Sinusspannungen im NF-Gebiet erzeugt werden können. Anstelle der Diode kann auch die Kollektor-Emitterstrecke eines Flächentransistors benutzt werden. Diese Schaltung funktioniert natürlich nicht mit jeder Diode, so daß der Amateur um etwas Probieren nicht herumkommt.
Damit wäre der erste Hauptabschnitt des Buches beendet. In den folgenden Kapiteln werden die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten der Transistoren näher betrachtet.

5. TECHNISCHE GRUNDLAGEN DER TRANSISTOREN

Seit der Erfindung des Transistors im Jahre 1948 durch die amerikanischen Physiker Bardeen, Brattain und Shockley ist dieses neue aktive Bauelement in immer größerem Maße in der industriellen Elektronik, in der kommerziellen Funk- und Nachrichtentechnik sowie bei Rundfunk und Fernsehen eingeführt und verwendet worden. Die Stückzahlen sind seit 1948 jährlich angestiegen, und man rechnet 1965 damit, daß genausoviel Transistoren wie Elektronenröhren produziert werden (im Weltmaßstab einige Milliarden Stück pro Jahr). Der in der ersten Zeit gebaute Spitzentransistor ist etwa seit 1950 fast völlig vom Flächentransistor in seinen mannigfaltigen Abarten abgelöst worden. Er genügte in Stabilität, Rauschfreiheit und in den elektrischen Kennwerten nicht den hohen Anforderungen, die die Geräteindustrie an ein solches verstärkendes Bauelement stellte.

Die ständige Verbesserung der Technologie, die Erforschung neuer Aufbauprinzipien und die Erfahrungen beim Einsatz dieser neuen Technik ergaben höhere Grenzfrequenzen, größere umsetzbare Leistungen und höhere mögliche Umgebungstemperaturen.

5.1 Technologie

Zunächst muß die Verstärkerwirkung in einem aus zwei pn-Übergängen zusammengesetzten Transistor (wörtliche Übersetzung „Übertragungswiderstand“) erläutert werden. Wenn die beiden äußeren Spannungsquellen an die drei Anschlüsse Emitter, Basis und Kollektor angelegt worden sind, kann in beiden Stromkreisen ein Strom fließen. Die Emitter-Basisstrecke ist in Durchlaßrichtung vorgespannt (der Potentialwall wird abgebaut), die Basis-Kollektorstrecke hingegen in Sperrichtung. Vom Emitter aus fließen Löcher (im p-Ge-

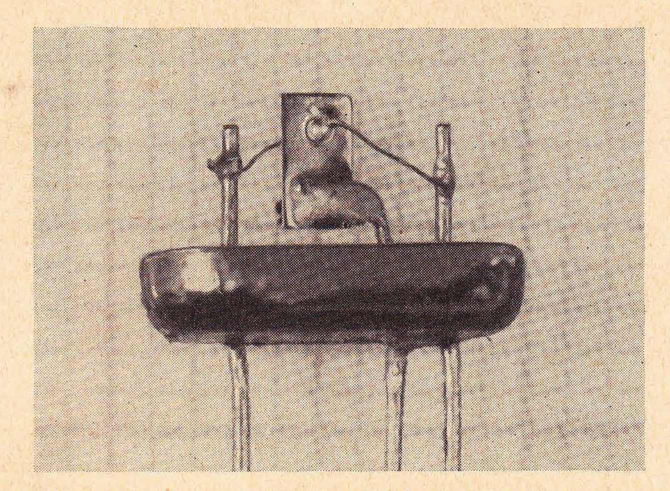


Bild 83 Prinzipieller Aufbau des Flächentransistors (Anschlüsse von links nach rechts: Kollektor, Basis, Emitter)

biet Majoritätsträger) durch die Basissperrschicht in den Basisraum. Hier rekombiniert ein Teil mit den im Basisraum vorhandenen Elektronen (im n-Gebiet als Majoritätsträger vorhanden), während der Rest zum Kollektor gelangt und von dort als Kollektorstrom abfließt. Die Spannung zwischen Basis und Emitter bestimmt die Anzahl der im Basisraum eingespeisten Löcher und damit den Kollektorstrom. Der Kollektorstrom ist stets etwas kleiner als der Emitterstrom, weil ja ein Teil der Löcher durch Kombination mit den Elektronen noch im Basisraum verlorengeht. Man nennt das Verhältnis Kollektorstrom zu Emitterstrom die „Stromverstärkung" des Transistors und bezeichnet sie mit α (meist zwischen 0,8 und 0,995). Durch die unterschiedlichen Widerstände und Spannungen an den beiden Sperrschichten tritt eine Verstärkerwirkung auf (die Emitterbasissperrschicht ist bei kleinen Spannungen niederohmig, an die hochohmige Kollektorsperrschicht kann eine höhere Spannung angelegt werden). Bild 83 zeigt den Aufbau eines pnp-Flächentransistors

im Prinzip; zur Ausnutzung der Verstärkerwirkung muß man in den Basis-Emitter- und auch in den Basis-Kollektorkreis äußere Widerstände geeigneter Größe schalten, damit dort die Steuerspannungen zugeführt und abgenommen werden können. Beim Vergleich des Transistors mit der bekannten Elektronenröhre kann der Emitter der Katode, die Basis dem Steuergitter und der Kollektor der Anode gleichgesetzt werden. Hinsichtlich der Kennlinien muß man jedoch beim Vergleich Strom- und Spannungsabhängigkeiten vertauschen (dem Einfluß der Anodenspannung entspricht z. B. der des Kollektorstroms).

5.2 Germaniumtransistoren

Man geht bei der Herstellung von Transistoren vom hochreinen gedopten Germanium oder Silizium geeigneter Leitfähigkeit aus und schneidet aus dem gezogenen Einkristall mit einer Diamantsäge dünne Plättchen. Diese werden dann nochmals zerschnitten, bis kleine quadratische Plättchen von etwa 1 · 1 mm bis 5 · 5 mm bei 0,2 bis 1 mm Dicke übrigbleiben. Geht man vom n-Ge aus, dann bringt man an geeigneter Stelle des Plättchens kleine Indium- oder Antimonperlen an und erhitzt das so vorbereitete Plättchen in einer kontrollierten Atmosphäre, bis sich eine genügend große Sperrschicht gebildet hat. Den Vorgang wiederholt man für Emitter- und Kollektorperle. Im Falle des npn-Transistors geht man von einem p-leitenden Grundmaterial aus und bringt zum Beispiel Bor oder Arsen ein. Bild 84 zeigt die heute am meisten benutzten Herstellungsverfahren für Transistoren im Prinzip. Bei jeder Type ist die 1961 erreichte obere Frequenzgrenze angegeben. Am erfolgversprechendsten erscheinen die Diffusionstransistoren, die ihren Namen deshalb tragen, weil das Einbringen der pn-Schichten durch Diffusion bei bestimmter Temperatur erfolgt. Der Legierungstransistor beherrscht zur Zeit noch das Gebiet der niedrigen Frequenzen und kleineren Leistungen. Die vom VEB HWF produzierten Typen OC 810 · · · 838 sind Ge-Legierungstransistoren für

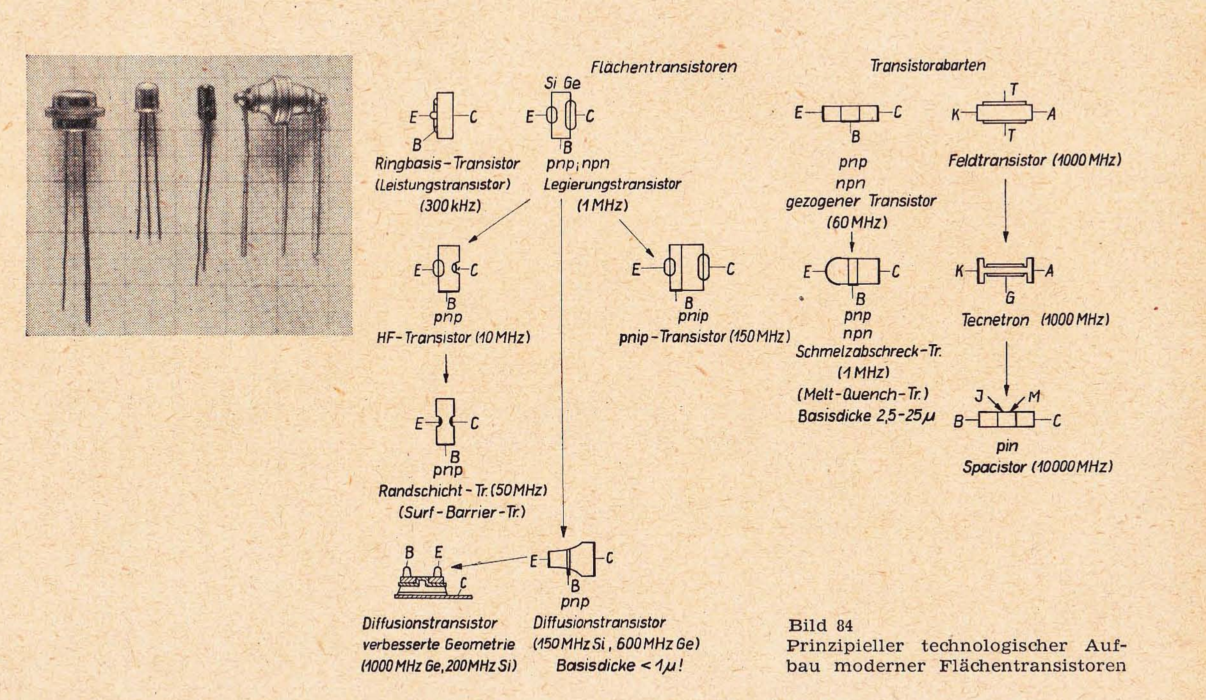


Bild 84
Prinzipieller technologischer Aufbau moderner Flächentransistoren

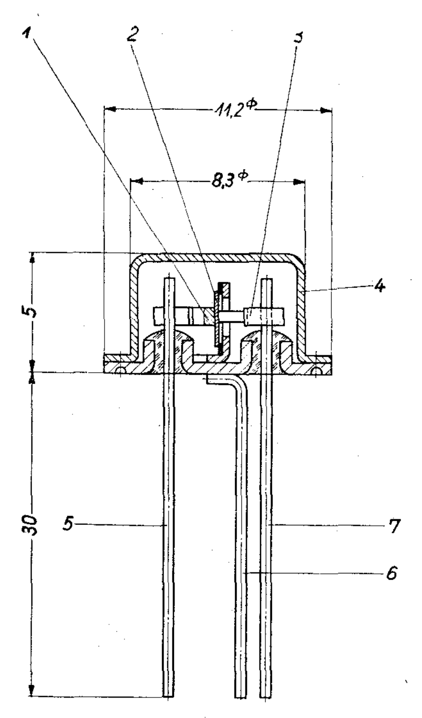


Bild 85 Konstruktion eines Ge-Flächentransistors vom Legierungstyp (pnp)

NF-Zwecke. Bei Leistungstransistoren wählt man einen solchen geometrischen Aufbau, daß die beim Stromdurchtritt durch das Kristall erzeugte Joulesche Wärme möglichst optimal an das Gehäuse und eine eventuelle äußere Kühlfläche abgegeben wird. Bekannt ist hier der Ringbasistransistor, bei dem zum Beispiel der Kollektor sperrschichtfrei auf das Gehäuse aufgelötet wird, der Emitter als zentraler Punkt und die Basis als ihn umgebender Ring ausgeführt ist. Bild 85 zeigt den konstruktiven Aufbau eines Ge-Legierungstransistors vom pnp-Typ. Das kleine Germaniumplättchen (2) ist auf einem Winkel der Bodenplatte des Tran-

sistorgehäuses aufgelötet, während die Emitter- und Kollektorindiumperlen mit Silberbändern mit den entsprechenden, durch Isolierungen geführten Anschlußdrähten verbunden sind. Die Basis liegt direkt am Gehäuse. Nach dem Aufbau des Systems wird der Transistor durch einen ringförmig verschweißten Kappenteil luftdicht abgeschlossen. Dies geschieht, damit Sauerstoff oder Wasserdampf die Eigenschaften der Sperrschichten nicht verändern kann. (1) ist der Kollektoranschluß, (3) der Emitteranschluß und (4) die Metallkappe.
Die angegebenen Abmessungen sind auf mm umgerechnet. Bild 86 zeigt den Aufbau zweier Legierungstransistoren im Foto. Links ist der DDR-Transistor OC 811 (aufgeschnitten), rechts ein sowjetischer 150-mW-Transistor der Type P 15 entsprechend Bild 85 zu sehen. Bild 87 schließlich zeigt noch die Konstruktion eines Ge-Diffusionstransistors für höhere Grenzfrequenz. Hier ist der Kollektor direkt mit dem Gehäuse verbunden, und mittels zweier kleiner Indiumperlen sind Emitter und Basis kontaktiert. Sollen größere Leistungen umgesetzt werden, so muß für ausreichende Kühlung des Ge-Plättchens gesorgt werden. Bild 88 zeigt das Innere eines Ge-Leistungstransistors (TF 80). Man erkennt die Ringbasis, die Kollektorkühlung durch einen Kupferring und die Anschlußbänder. Bei diesem Transistor sind Kollektor

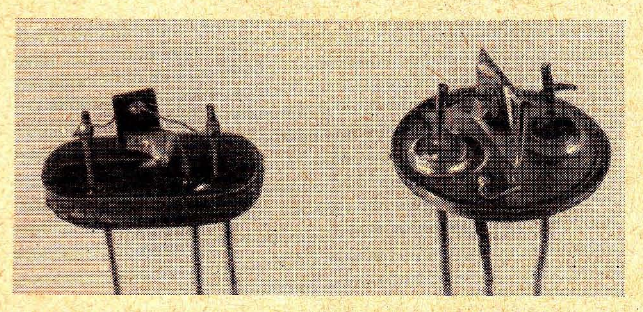


Bild 86 Innerer Aufbau von Ge-Flächentransistoren (links DDR-Type OC 811, rechts SU-Type P 15)

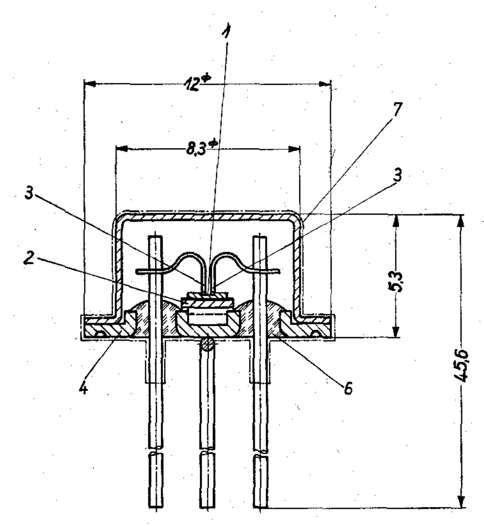


Bild 87
Konstruktiver Aufbau eines Ge-Diffusionstransistors (SU-Type P 402)

und Gehäuse voneinander isoliert, meist wird der Kollektor aber direkt mit der Bodenplatte des Gehäuses verlötet. In Bild 89 sind verschieden ausgeführte Konstruktionen von Leistungstransistoren angegeben. Links erkennt man den sowjetischen 10-W-Transistor P 202, dann folgt der ältere sowjetische 3-W-Transistor P 3 und schließlich der in der DDR gefertigte Leistungstransistor OC 838 für 4 W Kollektorverlustleistung. Die Kollektorverlustleistung ist die maximal vom Ge-Plättchen ohne Zerstörung umsetzbare Gleichstromleistung. Bild 90 gibt abschließend noch einen Vergleich zwischen einer modernen Endpentode (EL 84) für 4 W Sprechleistung und einem 4-W-Transistor. Nachteile der Röhre sind: hohe Anoden- und Schirmgitterspannung erforderlich, geringer elektrischer Wirkungsgrad (unter 10 %), Notwendigkeit einer Heizung, hoher Außenwiderstand. Die Nachteile des Transistors hingegen sind: Empfindlichkeit gegen Temperatureinflüsse

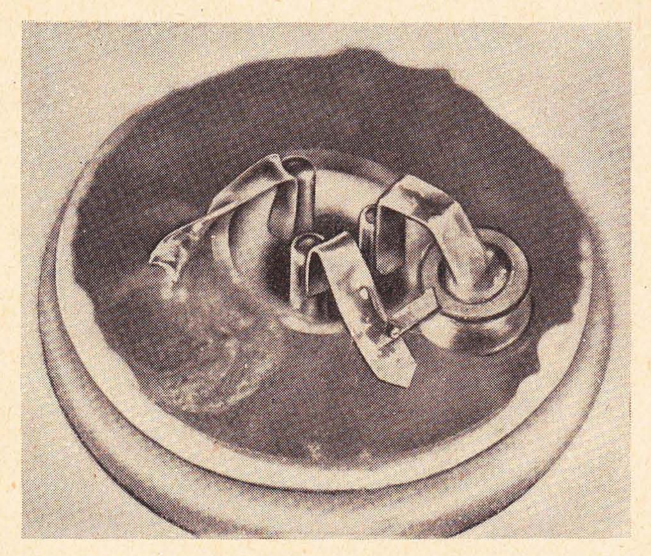


Bild 88 Leistungstransistor TF 80 (Siemens) aufgeschnitten (man erkennt Ringbasis, Kollektorkühlung und Anschlüsse)

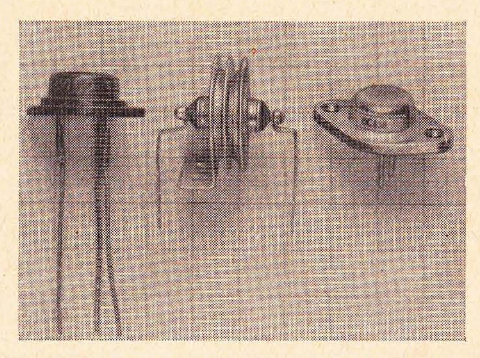


Bild 89 Technische Ausführung von Leistungstransistoren (von links nach rechts: P 202 SU, 10 W; P 3 SU, 3 W; OC 838 DDR, 4 W)

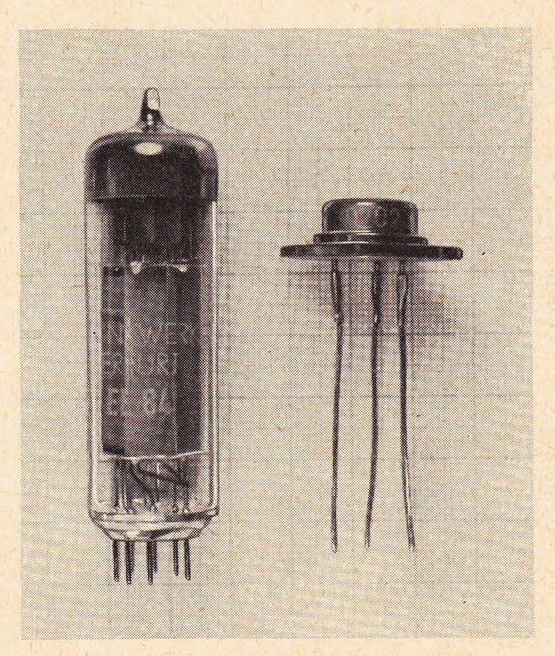


Bild 90 Vergleich einer 4-W-Endpentode EL 84 mit einem Leistungstransistor P 202 (SU) gleicher Leistung

der Umgebung, hinsichtlich maximaler Strom- und Spannungswerte nicht überlastbar, schlechtere Frequenzeigenschaften. Der Wirkungsgrad bei einer Transistorleistungsstufe kann im A-Betrieb bis 40 % betragen. Man verwendet Germaniumtransistoren überall da, wo keine allzu hohen Forderungen hinsichtlich der Temperaturfestigkeit der Schaltung bei hohen Umgebungstemperaturen bestehen. Ge-Transistoren haben heute Grenzfrequenzen bis 1000 MHz, Kollektorverlustleistungen bis 100 W und können bis zu Umgebungstemperaturen von + 60 °C eingesetzt werden. Bei derart hohen Umgebungstemperaturen muß man jedoch die Kollektorverlustleistung auf etwa die Hälfte des zulässigen Maximalwerts verringern.

5.3 Siliziumtransistoren

Trotz der komplizierteren Herstellung setzt man in letzter Zeit immer häufiger — vor allem für kommerzielle und militärische Zwecke — Siliziumflächentransistoren ein. Diese haben den Vorzug, bei Umgebungstemperaturen bis + 125 °C einsetzbar zu sein. Sie sind im allgemeinen hochohmiger als Ge-Transistoren, haben jedoch schlechtere HF-Eigenschaften. Alle bei Ge-Transistoren bekannten technologischen Verfahren, wie Diffusion, Legieren oder ähnliches, lassen sich auch bei Si-Transistoren anwenden. Bei Zimmertemperatur beträgt beispielsweise der die Güte des pn-Übergangs definierende Kollektorreststrom in einer bestimmten Schaltung bei Ge das 100fache des bei Si auftretenden Wertes. Wie weitgehend Siliziumtransistoren angewendet werden, zeigt, daß etwa jede zehnte Transistortype ein Si-Transistor ist. In der DDR stehen Si-Transistoren in der Entwicklung, erste Muster werden bereits erprobt.

6. EINSATZMÖGLICHKEITEN FÜR TRANSISTOREN

Nachdem bisher kurz der technologische Aufbau des Transistors besprochen wurde, interessiert den Amateur vor allem die Anwendung der neuen Bauelemente. Es soll nun der Transistor als Schaltelement beschrieben werden. Bild 91 zeigt das heute am meisten angewendete Schaltzeichen für den Transistor. Die Basis wird als Balken gezeichnet, der Emitter mit einem Pfeil versehen. Wenn der Pfeil zur Basis hin zeigt, handelt es sich um einen pnp-, im anderen Falle um einen npn-Transistor.

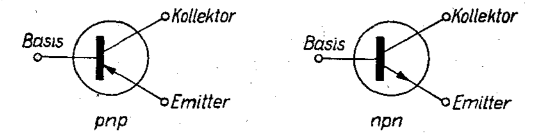


Bild 91
Schaltungssymbole des Transistors

Wie es bei der Elektronenröhre mehrere Einschaltmöglichkeiten gibt, so hat auch der Transistor mehrere Grundschaltungen. Nach der beiden Kreisen (Ein- und Ausgangskreis) gemeinsamen Elektrode nennt man diese Schaltungen (siehe Bild 92) Basis-, Emitter- und Kollektorschaltung. In Bild 92 sind die analogen Röhrenschaltungen ebenfalls angegeben. Die Emitterschaltung wird am häufigsten angewendet, weil sie eine gute Anpassung mehrerer Stufen sowie hohe Verstärkung pro Stufe gestattet. Die Basisschaltung ist besonders für hohe Frequenzen geeignet, sie hat aber einen niedrigen Eingangs- und hohen Ausgangswiderstand. Die Kollektorschaltung schließlich besitzt einen hohen Eingangswiderstand und einen kleinen Ausgangswiderstand, jedoch eine Spannungsverstärkung < 1. Sie ähnelt dem in der Röhrentechnik als Impedanzwandler bekannten Katodenverstärker. In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten Kennwerte

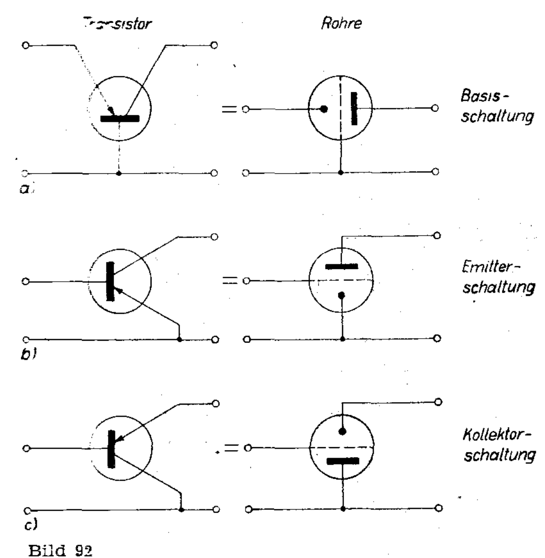


Bild 92
Die 3 Grundschaltungen des Transistors; a) Basisschaltung; b) Emitterschaltung, c) Kollektorschaltung

Tabelle 6:

Eigenschaften der 3 Grundschaltungen

Kennwert	Basis-schaltung	Emitter-schaltung	Kollektor-schaltung
Stromverstärkung	klein (etwa 0,9)	groß (20 bis 100)	groß (20 bis 100)
Spannungs-verstärkung	groß (etwa 10fach)	groß (20 bis 30fach)	klein (kleiner 1)
Leistungs-verstärkung	groß (1000fach)	größer (10 000fach)	groß (100 bis 1000)
Eingangswiderstand	klein (50 Ohm)	groß (1000 Ohm)	am größten (50 000 Ohm)
Ausgangswiderstand	sehr groß (100 kOhm)	groß (10 000 Ohm)	klein (100 bis 1000 Ohm)
Grenzfrequenz	groß	klein	klein
Phasendrehung	0°	180°	0°
Kollektorreststrom	klein	groß	groß

der 3 Grundschaltungen dargestellt. Hieraus lassen sich alle praktischen Anwendungen ableiten.
Die in der Tabelle angegebenen Zahlenwerte stellen natürlich nur grobe Näherungswerte dar. Von Fall zu Fall müssen diese Werte durch Messung oder Berechnung überprüft werden.

6.1 Ersatzschaltbild und Parameter

Für die Berechnung von Verstärkern, aber auch bereits zur Kennzeichnung des elektrischen Verhaltens verschiedener Transistortypen benötigt man elektrische Kenngrößen, die den Transistor hinsichtlich des Einsatzes kennzeichnen. Im Rahmen dieser Broschüre kann das Problem der Kennwerte nicht erschöpfend behandelt werden, jedoch gibt man in der deutschen Fachliteratur meist die sogenannten „Hybridparameter" oder h-Kennwerte an, die hier kurz erläutert werden sollen. Denkt man sich den Transistor als „Vierpol", das heißt als elektrisches Gebilde mit vier Klemmen, dessen Inneres nicht bekannt zu sein braucht, so kann durch Messung von vier Größen das elektrische Verhalten des „Vierpols" vollständig gekennzeichnet werden. Je nach Schaltung des Transistors tritt in diesem Vierpolbild natürlich eine Elektrode stets zweimal auf (in Basisschaltung sind z. B. die Klemmen 2 und 4 innerlich verbunden und stellen die beiden Kreisen gemeinsame Basis dar). Schließt man in Bild 93a den Ausgang kurz und fragt nach dem Eingangswiderstand bei ausgangsseitigem Kurzschluß, so hat man schon den ersten Kennwert, die Größe h_{11} (Eingangskurzschlußwiderstand).

Speist man von der Ausgangsseite her eine Spannung in den „Transistorvierpol" ein und mißt die an den Eingangsklemmen auftretende Spannung, so ergibt sich die Leerlaufrückwirkung h_{12} als zweiter Kennwert. Nun speist man in den Eingangskreis einen bekannten Strom I_1 ein und fragt nach dem im kurzgeschlossenen Ausgangskreis fließenden Strom I_2, damit ist der dritte Kennwert h_{21} festgelegt. Schließlich kann noch bei eingangsseitigem Leerlauf der Ausgangsleitwert gemessen

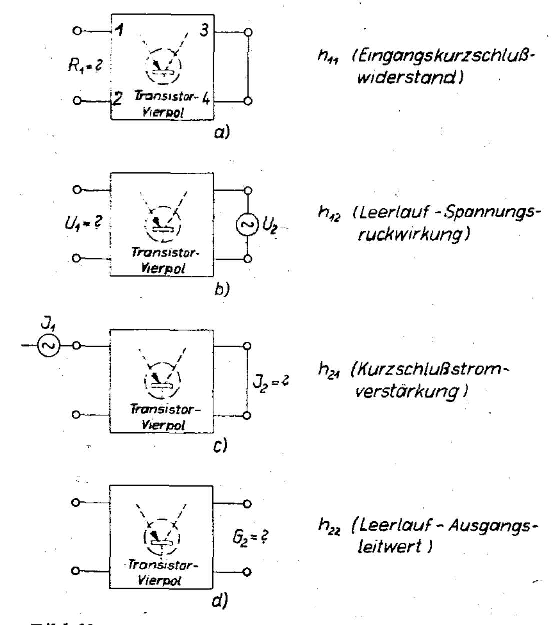


Bild 93
Festlegung der h-Parameter zur Kennzeichnung der Vierpoleigenschaften des Transistors

werden. Damit ergibt sich h_{22}. Da zwei der vier Kennwerte unbenannte Zahlen, einer ein Widerstand und einer ein Leitwert ist, nennt man diese vier Werte „Hybridparameter". Je nach der Schaltung fügt man diesen Werten den Index b, e und k zu. Es genügt jedoch, die vier Kennwerte in einer Schaltung zu messen. Die Werte der übrigen Schaltungen können dann rechnerisch gefunden werden. Für einen üblichen NF-Transistor sollen die Kennwerte der 3 Schaltungen in der folgenden Tabelle angegeben werden.

6.2 Die 3 Grundschaltungen

Tabelle 7:

Kennwerte von Flächentransistoren

Basisschaltung	Emitterschaltung	Kollektorschaltung
$h_{11b} = 30$ Ohm	$h_{11e} = 2100$ Ohm	$h_{11k} = 2100$ Ohm
$h_{12b} = 4 \cdot 10^{-4}$	$h_{12e} = 6,7 \cdot 10^{-4}$	$h_{12k} = 10^{-4}$
$h_{21b} = -0,986$	$h_{21e} = 70$	$h_{21k} = -71$
$h_{22b} = 5 \cdot 10^{-7}$S	$h_{22e} = 3,6 \cdot 10^{-5}$S	$h_{22k} = 3,57 \cdot 10^{-5}$S

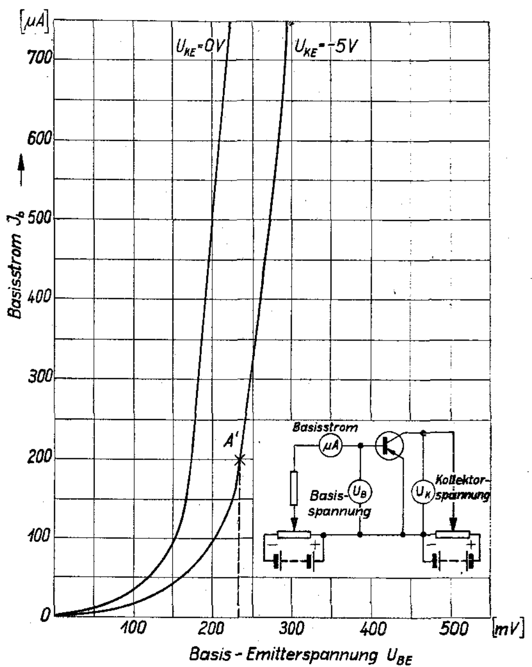


Bild 94
Eingangskennlinien eines Flächentransistors in Emitterschaltung

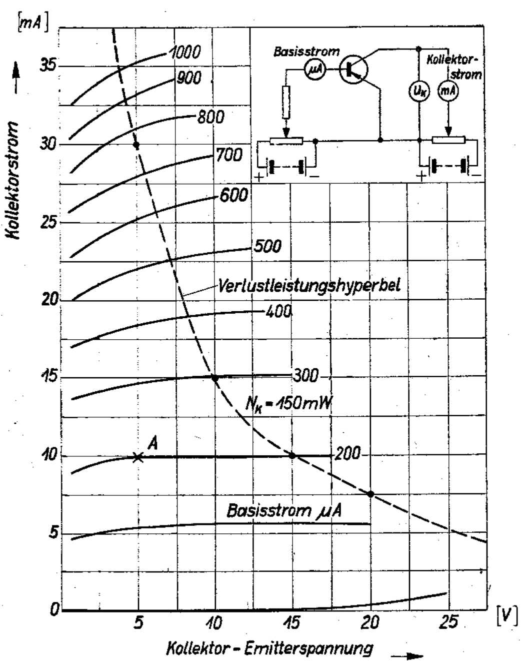


Bild 95
Ausgangskennlinienfeld des Flächentransistors von Bild 94 in Emitterschaltung

Diese Kennwerte ändern sich nun mit der Wahl des Arbeitspunkts, mit der Temperatur und mit der Frequenz. Es ist einzusehen, daß eine vollständige Beschreibung der Eigenschaften des Transistors schwierig ist. Man rechnet daher nur näherungsweise und legt den Arbeitspunkt im Kennlinienfeld fest. Bild 94 zeigt das Eingangskennlinienfeld eines NF-Transistors in Emitterschaltung. Die Schaltung, mit der eine Aufnahme dieser Kennlinien erfolgen kann, ist ebenfalls im Bild angegeben. Man erkennt, daß die Basis-Emitterkennlinie der einer in Durchlaßrichtung betriebenen Diode gleicht. Bereits bei kleinen negativen Basisspannungen fließt ein großer Basisstrom. Die Kennlinie verläuft

weiter rechts (bei größeren Basisspannungen), wenn eine höhere Kollektorspannung angelegt wird. In Bild 95 ist das Ausgangskennlinienfeld des gleichen Transistors dargestellt. Es ähnelt dem Kennlinienfeld einer Pentode. Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung ist ebenfalls als Verlusthyperbel ins Feld eingezeichnet. Der Arbeitspunkt, den man wählt, muß immer unterhalb dieser gestrichelten Linie bleiben. Hat man 5 V Kollektorspannung zur Verfügung, und soll ein Kollektorruhestrom von 10 mA fließen, so ist der Punkt A im Kennlinienfeld festgelegt. Er liegt genügend weit unterhalb der Verlusthyperbel. Weiterhin befindet er sich auf der Kurve für $I_b = 200\ \mu A$, damit ist nun wiederum im Eingangskennlinienfeld der Punkt A' festgelegt (Bild 94), und man liest die einzustellende Basisvorspannung mit $U_b = 230$ mV ab. Steuert man zum Beispiel um A' mit einer Stromamplitude von $\pm 100\ \mu A$ aus, so ergibt sich eine Kollektorstromänderung von 9 mA. Damit ist der Stromverstärkungsfaktor h_{21e} (auch oft β genannt) mit $9/0{,}2 = 45$ festgelegt. Aus den vier Kennlinienfeldern (von denen hier nur zwei angegeben sind) können die Kennwerte für jeden gewählten Arbeitspunkt zeichnerisch ermittelt werden. Für Leistungsstufen, zum Beispiel Eintakt- oder Gegentaktendstufen, ist die Benutzung des Kennlinienfelds zur optimalen Auslegung der Schaltung unerläßlich. Zur genaueren Information wird auf die im Anhang angegebene Literatur verwiesen.

6.3 Einfache Verstärker

Schaltet man nach Bild 96 in Emitter- und Kollektorkreis eines in Basisschaltung betriebenen Transistors je einen Widerstand, so kann man mit dieser Schaltung schon eine Verstärkerwirkung erzielen. Die der Basisstufe zugeführte Eingangsleistung beträgt $N_e = I_e^2\, R_1$, die von ihr abgegebene Ausgangsleistung ist $N_a = I_k^2\, R_a$. Als Leistungsverstärkung legt man das Verhältnis Ausgangs- zu Eingangsleistung mit $V_n = N_a/N_e = I_k^2\, R_a / I_e^2\, R_1$ fest. Die Stromverstärkung

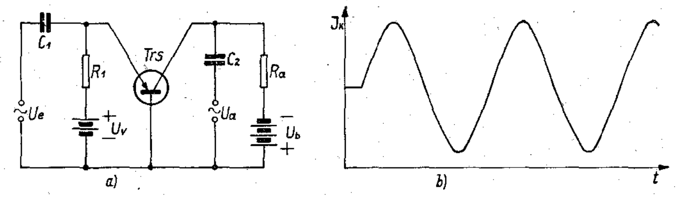


Bild 96 Verstärkerstufe in Basisschaltung; a) Schaltung, b) Kollektorstromverlauf

$h_{21b} = \alpha$ war schon weiter oben als I_k/I_e eingeführt worden, so daß $V_n = \alpha^2 (R_a/R_1)$ wird. Da die Leistung das Produkt aus Strom und Spannung bildet, ist auch $V_n = V_u \cdot V_i = V_u \cdot \alpha$.

Um die Spannungsverstärkung der Stufe zu ermitteln, braucht man nun nur die Leistungsverstärkung durch α zu dividieren. Es ist also die Stufen-Spannungsverstärkung des in Bild 96 dargestellten Verstärkers $V_u = \alpha\ (R_a/R_1)$. Mit $\alpha = h_{21b} = 0{,}95$ und $R_1 =$ 70 Ohm sowie $R_a = 10$ kOhm wird $V_u = 0{,}95$ (10 000/70) = 136. Da in der Praxis durch Einschaltung eines Außenwiderstands die Parameter des Transistors verändert werden, kann die obenerrechnete Verstärkung nur als grobe Näherung gewertet werden. Die sich in der Praxis ergebenden Verstärkungswerte liegen niedriger. Trotzdem sind sowohl in Basis- als auch Emitterschaltung Stufenverstärkungen von 10 bis 50 leicht zu erreichen. In Bild 97 ist ein Verstärker in Emitterschaltung dargestellt. Es sind zwei Spannungsquellen eingezeichnet. U_v legt den Arbeitspunkt fest, während U_b die maximal aussteuerbare Ausgangs-

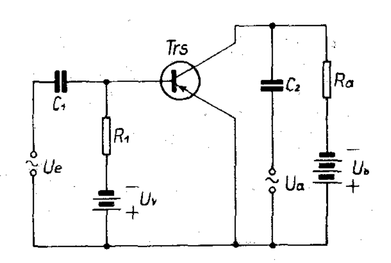


Bild 97
Verstärkerstufe in Emitterschaltung

amplitude bestimmt. C_1 und C_2 dienen zur gleichstrommäßigen Trennung des Signal-Wechselstromkreises. Im NF-Gebiet verwendet man Niedervoltelektrolytkondensatoren von 10 bis 100 μF Kapazität. R_1 wird einige kOhm groß gewählt, ebenso R_a. In grober Näherung ist die Stufenverstärkung gleich $h_{21e} = \beta$.
Bild 98 zeigt schließlich noch eine Verstärkerstufe in Kollektorschaltung. Sie kann zur Anpassung einer hochohmigen Signalquelle an einen niederohmigen Verbraucher (z. B. Kristallmikrofon an Kabel) benutzt werden. R_1 wird so hochohmig wie möglich gewählt (z. B. 100 kOhm), während R_a etwa zwischen 500 Ohm und 5 kOhm liegt. Schaltet man R_1 so, wie im Bild gestrichelt angegeben, dann kann die Spannungsquelle U_v eingespart werden. R_1' legt nun den Arbeitspunkt durch Einspeisung des erforderlichen Basisstroms fest. Seine Größe errechnet sich zu $R_1' = U_b/I_b$. In grober Näherung ist für diese Stufe der effektive Eingangswiderstand βmal so groß wie R_a. Die Verstärkung der Stufe bleibt immer < 1.
Bei mehrstufigen Verstärkern muß für jede Stufe die entsprechende Basisvorspannung eingestellt werden, damit der richtige Arbeitspunkt gewährleistet ist. Dafür gibt es mehrere Methoden. Die erste wurde bereits in Bild 98 durch R_1' erwähnt, nämlich das Einprägen des Basisstroms über einen hochohmigen Widerstand. Eine weitere Methode besteht in der Verwendung zweier getrennter Batterien. Bei der dritten Möglichkeit benutzt man einen Basisspannungsteiler. In Bild 99 ist ein dreistufiger NF-Verstärker dargestellt, der zum Beispiel bei einem Magnetofon als Hinterbandkontrolle benutzt werden kann. Auch hinter einen Detektor-

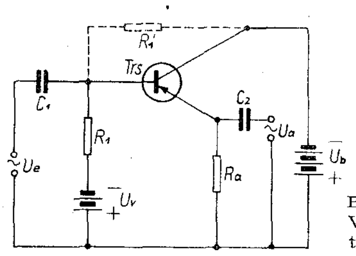


Bild 98
Verstärkerstufe in Kollektorschaltung

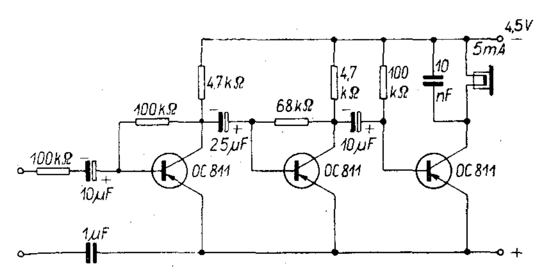


Bild 99 Einfacher NF-Abhörverstärker, dreistufig

empfänger oder ein Audion kann dieser einfache Verstärker geschaltet werden. Der Vorwiderstand 100 kOhm dient dazu, eine Belastung der Signalquelle zu vermeiden; der durch ihn auftretende Verlust wird durch den hohen Verstärkungsgrad des Verstärkers wieder ausgeglichen. Die Koppelkondensatoren bestimmen die untere Grenzfrequenz des Verstärkers. Der Basisvorwiderstand wird an das kollektorseitige Ende des Außenwiderstands der Stufe gelegt; damit erreicht man eine Gegenkopplung der Stufe, was zum stabilen Verhalten des Verstärkers beiträgt.
In den Kollektorkreis der letzten Stufe kann ein hochohmiger Kopfhörer direkt eingeschaltet werden. Die Gesamtverstärkung ist etwa 1000fach. Der geringe Stromverbrauch von 5 mA ist ein weiterer Vorzug dieses Verstärkers. In Bild 100 ist die Schaltung eines hochwertigen NF-Verstärkers angegeben, der auf Grund seines guten Frequenzgangs (60 Hz bis 30 kHz) sowohl für HiFi-Zwecke als auch in der Meßtechnik zu verwenden ist. Jede Stufe verfügt über ihren eigenen Basisspannungsteiler und ist außerdem gleichstrommäßig im Emitterkreis stark gegengekoppelt. Damit ändert sich der Arbeitspunkt bei Änderungen der Umgebungstemperatur nur unwesentlich. Zwei der vier Stufen sind auch für Wechselstrom gegengekoppelt, und zwar über einen nichtüberbrückten Emitterwiderstand. Man erreicht durch Gegenkopplung in dieser Art eine Steigerung des Eingangswiderstands, eine Verringerung des Ausgangswiderstands und eine Ver-

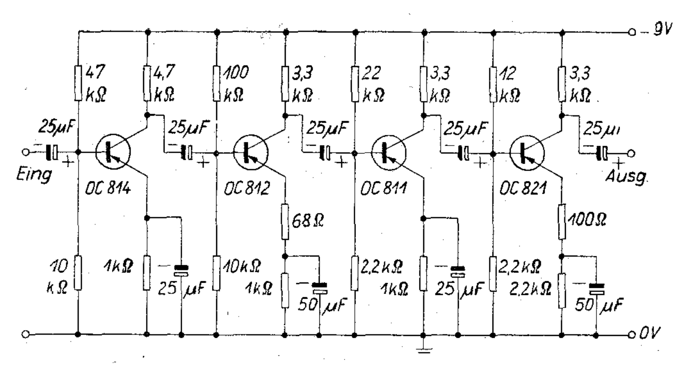


Bild 100 Vierstufiger hochempfindlicher NF-Verstärker (untere Grenzfrequenz 60 Hz, obere 30 kHz)

größerung des übertragbaren Frequenzbereichs. Dafür muß man natürlich eine Verkleinerung der Stufenverstärkung hinnehmen. Durch die Gegenkopplung wird zum Beispiel hier die Stufenverstärkung auf ⅓ herabgesetzt. Die Gesamtverstärkung ist 10 000fach, deshalb macht sich das Eigenrauschen der Eingangsstufe schon bemerkbar. Dies ist übrigens eine Kontrolle für den richtigen Aufbau des kleinen Verstärkers. Wenn es beim Einschalten rauscht, sind alle Stufen in Ordnung. Bei einer Ausgangsspannung von 1 V_{eff} beträgt das Eingangsrauschen 50 μV. Will man die volle Verstärkung ausnutzen, so muß der Eingangsstufentransistor auf möglichst kleines Eigenrauschen hin ausgesucht werden. Wenn für Meßzwecke der Frequenzbereich noch erweitert werden muß, kann es durch Einschalten von Spulen geeigneter Induktivität in Serie mit den Außenwiderständen geschehen. Zur Anzeige kann an den Ausgang ein Graetzgleichrichter (4mal OA 705) mit einem Mikroamperemeter (100 μA R_i = 1 kOhm) geschaltet werden.

6.4 Schwingschaltungen

Koppelt man bei einem Transistorverstärker die Ausgangsspannung richtigphasig wieder auf den Eingang zurück, so kommt diese Schaltung ins Schwingen. Man

hat dann einen Oszillator vor sich. Die übliche Oszillatorschaltung für das NF- und zum Teil auch HF-Gebiet ist der induktiv rückgekoppelte Oszillator. Eine praktisch ausgeführte Schaltung mit hoher Frequenzstabilität zeigt Bild 101. Der Kreis LC bestimmt die Frequenz, aus Gründen der Stabilität wählt man ein relativ großes C. Für eine Frequenz von 800 Hz wählt man C = 0,1 μF, und damit ergibt sich L = 0,32 H. Da sowohl L als auch C in der Praxis gewisse Toleranzen haben, muß auf jeden Fall durch Parallelschalten kleiner Trimmkondensatoren die exakte gewünschte Frequenz, zum Beispiel durch Vergleich mit der Netzfrequenz (Lissajousfiguren auf einem Oszillografen), eingestellt werden. Einen Teil der Schwingkreisspannung koppelt man über die etwa im Verhältnis 10 : 1 untersetzte Basiskreisspule richtigphasig zurück. Damit die Güte des Kreises möglichst hoch bleibt und der Kollektorinnenwiderstand nicht dämpfend wirkt, koppelt man den Kreis LC über eine Anzapfung an den Kollektor des Transistors. Am Basisanschluß liegt ein niederohmiges Potentiometer, mit dem man den Rückkoppelgrad einstellen kann. Man dreht dieses Potentiometer nur so weit auf, daß die Schwingungen gerade einsetzen. In diesem Betriebszustand hat der Oszillator die wenigsten Verzerrungen. Der Gleichstromarbeitspunkt wird mit dem Trimmpotentiometer 50 kOhm eingestellt. Die Kollektorspannung wird über eine

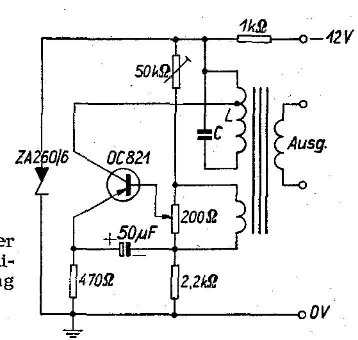


Bild 101
Oszillator mit induktiver Rückkopplung und Stabilisierung der Speisespannung durch Zenerdiode

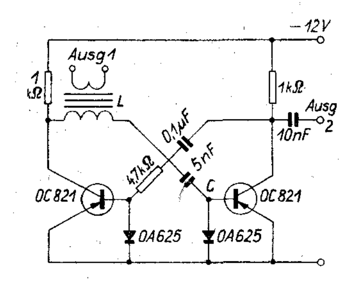


Bild 102
Multivibrator als Sinus- und Rechteckwellengenerator

Zenerdiode stabilisiert. Bei sorgfältigem Aufbau und verlustarmen Schwingkreisbauelementen ist eine Frequenzstabilität von weniger als 1 ‰ zu erreichen. Die erzeugte Sinusspannung kann an der Koppelwicklung abgenommen werden. Derartige Oszillatoren können als Morseübungsgeräte, zur Speisung von Meßbrücken oder zur Prüfung von NF-Verstärkern verwendet werden. Die obere Grenze der mit einem Oszillator nach Bild 101 erzeugbaren Frequenz liegt mit den zur Zeit in der DDR erhältlichen Transistoren bei etwa 2 MHz. Bei noch höheren Frequenzen verwendet man besser die Basisschaltung. Wenn ein Transistor nämlich eine α-Grenzfrequenz von 7 MHz hat (bei dieser Frequenz beträgt nach Definition die Stromverstärkung das 0,71fache des h_{21b}-Wertes bei Niederfrequenz), so ist seine Grenzfrequenz in Emitterschaltung bei einem $h_{21e} = \beta = 30$ nur noch $f\alpha/\beta = 233$ kHz.
Koppelt man einen RC-Verstärker in geeigneter Weise zurück, so entsteht ein Oszillator ohne Schwingkreis, der sogenannte Multivibrator. Dieser erzeugt Rechteckspannungen und wird oft zu Prüfzwecken eingesetzt. Die genaue Beschreibung seiner Wirkungsweise würde hier zu weit führen, es soll jedoch in Bild 102 noch ein interessantes Anwendungsbeispiel der Multivibratorschaltung dargestellt werden. Es ist nämlich möglich, mit einem freischwingenden Multivibrator sowohl Sinus- als auch Rechteckspannungen gleichzeitig zu erzeugen. Wenn man nämlich in einen Rückkopplungszweig statt eines RC-Gliedes ein LC-Glied legt, wird dieser Schwingkreis durch die erzeugte

Rechteckspannung in seiner Eigenfrequenz angeregt und schwingt auf dieser sinusförmig. Man kann die Wirkungsweise der Schaltung auch so erklären, daß der Widerstand des Serienschwingkreises LC nur für die Resonanzfrequenz klein ist und damit für diese die besten Rückkopplungsbedingungen bestehen. Die erzeugte Sinusspannung kann induktiv über eine Koppelwicklung entnommen werden, während am Kollektorwiderstand des rechten Transistors die Rechteckspannung kapazitiv ausgekoppelt wird. Die Spule L wird auf einen Ferrittopfkern von etwa 25 mm Durchmesser mit einer Permeabilität μ = 600 gewickelt. Sie hat für eine Frequenz um 800 Hz etwa 2000 Wdg. 0,1-CuL-Draht, die Auskoppelwicklung hat 30 bis 50 Wdg. des gleichen Drahtes. Der Vorteil dieser Oszillatorschaltung ist, daß die erzeugte Frequenz durch Änderungen der Transistorkennwerte nicht beeinflußt wird. Die Transistoren wirken in dieser Schaltung nur als gesteuerte Schalter mit den beiden Grenzzuständen „auf“ und „zu“. Die Oberwellen der Rechteckspannung benutzt man zu Prüfzwecken in HF-Kreisen. Es kann ein Frequenzbereich bis 2 MHz damit überdeckt werden. Setzt man für die beiden Transistoren HF-Typen ein, dann reicht das Oberwellenspektrum noch bis ins Kurzwellengebiet.
Als Abschluß des Kapitels über Oszillatoren soll hier noch die Schaltung eines einfachen einstufigen Kurzwellensenders mit einem Transistor in Basisschaltung beschrieben werden (Bild 103). Versuche mit dieser Schaltung dürfen nur von lizenzierten Amateuren durchgeführt werden. Sie ist als Beispiel für den einfachen Aufbau von Transistor-HF-Generatoren anzu-

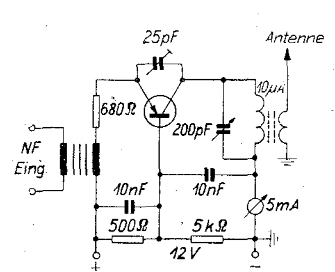


Bild 103
Amplitudenmodulierter Transistor-Kurzwellensender

sehen und wird zum Beispiel bei drahtlosen Mikrofonen in ähnlicher Form technisch angewendet. Im Kollektorkreis liegt der die Frequenz bestimmende HF-Schwingkreis 200 pF und 10 μH. Die Antenne ist induktiv mit dem Kreis gekoppelt. Die Rückkopplung erfolgt kapazitiv auf den Emitter über einen Trimmer von etwa 25 pF. Der Widerstand 680 Ohm dient als HF-Drossel; wenn seine Wirkung (besonders bei höheren Schwingfrequenzen) nicht genügt, kann hier eine HF-Drossel von etwa 100 μH eingeschaltet werden. Der Arbeitspunkt wird durch den Spannungsteiler 500 Ohm/5 kOhm eingestellt. Dieser ist für HF kapazitiv überbrückt. Am Meßinstrument im Kollektorkreis kann der Schwingstrom abgelesen werden. Für den Transistor OC 872, der sich gut für diese Schaltung eignet, darf ein Strom von 2 mA nicht überschritten werden. Die Amplitudenmodulation wird im Emitterkreis durchgeführt, es genügen hier Spannungen von etwa 0,1 V. Bei dieser einfachen Schaltung läßt es sich nicht vermeiden, daß neben der erwünschten Amplitudenmodulation noch eine störende Frequenzmodulation auftritt. Diese läßt sich nur bei einem mehrstufigen Sender unterdrücken.

6.5 Temperaturstabilisierung, Gegenkopplung, Impulsverhalten

In diesem Abschnitt soll noch einiges Wissenswerte für den Amateur dargestellt werden. Wenn der Amateur einen Transistor kauft, sollte er auf zwei Kenngrößen besonders achten: auf den Kollektorreststrom und die Stromverstärkung. Mit einem vom VEB Funkwerk Erfurt entwickelten Transistorprüfgerät „Transivar" können diese beiden Werte in Emitterschaltung gemessen werden.

Es wird in Zukunft sicher so sein, daß bei Verkaufsstellen oder Rundfunkmechanikerwerkstätten neben dem Röhrenprüfgerät auch ein Transistorprüfgerät vorhanden ist, mit dem der Amateur seine Transistoren auf ihre Funktion überprüfen kann. Auch die Garantiefrage — die zur Zeit noch unklar ist — wird

dann sicher geklärt sein. Als Regel für einen guten Transistor soll gelten: Kollektorreststrom $I_{koe} \leqq 500\ \mu A$ und Stromverstärkung $h_{21e} = \beta \geqq 10$. Je kleiner der Kollektorreststrom, desto temperaturunempfindlicher der Transistor. Je höher β ist, desto besser verstärkt er.

Für den Einsatz in Schaltungen, die der Amateur selbst aufgebaut hat, sollte der gekaufte Transistor in einen Sockel gesteckt und erst in der endgültigen Geräteausführung eingelötet werden. Meist hat man einige Transistoren zur Verfügung und kann durch Auswechseln die jeweilige Stufe auf beste Eigenschaften trimmen. Ist der Transistor erst einmal eingelötet, so macht ein Auswechseln mehr Mühe, ganz abgesehen davon, daß durch öfteres Ein- und Auslöten die Gefahr, ihn zu beschädigen (z. B. durch Überhitzung oder schlecht geerdeten Kolben), größer wird. Als Sockel kann der fünfpolige Subminiaturröhrensockel der Firma Langlotz und Co., Ruhla, verwendet werden, von dem dann nur drei Anschlüsse ausgenutzt sind. Die Schaltung sollte nicht zu „fliegend" aufgebaut werden, weil dann die Gefahr unbeabsichtigter Kurzschlüsse besteht. Am besten ist der Aufbau auf einer dünnen, mit Lötösen versehenen Pertinaxplatte. Alle einzubauenden Einzelteile sollten vor dem Zusammenbau geprüft werden, dies ist besonders wichtig für die Elektrolytkondensatoren. Damit wird viel späterer Ärger vermieden. Der Radioklub hat meist eine RLC-Meßbrücke und hilft dem Amateur gern.

Ärger mit falsch gepolter Stromquelle ist zu vermeiden, wenn dem Verstärker ein entsprechend belastbarer Graetzgleichrichter vorgeschaltet wird. Schließt man die Gleichstromseite in richtiger Polarität an den Verstärker an, so kann an die Wechselstromseite die Batterie beliebig angeschlossen werden.

Soll ein stabiler Verstärker aufgebaut werden, der über einen größeren Umgebungstemperaturbereich seine Eigenschaften beibehält, so müssen folgende Bedingungen erfüllt werden:

1. Transistor mit möglichst kleinem I_{koe} und hohem β einbauen;

2. Basisvorspannung über einen niederohmigen Spannungsteiler erzeugen;
3. in den Emitterkreis einen hohen Gleichstromgegenkopplungswiderstand (für NF mit einem Elektrolytkondensator überbrückt) einschalten;
4. den Arbeitspunkt so einstellen, daß an der Strecke Kollektor—Emitter die gleiche Spannung abfällt wie am Außenwiderstand im Kollektorkreis.

Es leuchtet ein, daß alle diese Bedingungen nur in gewissen Grenzen erfüllt werden können, und so sind die ausgeführten Schaltungen Kompromisse hinsichtlich Aufwand, Temperaturunabhängigkeit und Verstärkerwirkung. Die gleichen Bedingungen treffen auch für Oszillatoren zu.

Es gilt allgemein, daß man die Stabilität einer Schaltung durch Gegenkopplung verbessern kann. Gegenkopplung ist der umgekehrte Fall der Rückkopplung. Hier wird die Phase der auf den Eingang zurückgeführten Spannung so gewählt, daß sie diese Eingangsspannung verkleinert. Die bei Transistor-RC-Verstärkern am häufigsten angewendeten Arten sind Serien- und Parallelgegenkopplung. In Bild 98 stellt R_1' eine Parallelgegenkopplung dar, in Bild 100 sind die kleinen unüberbrückten Emitterwiderstände Mittel der Seriengegenkopplung. Die Seriengegenkopplung erniedrigt den Ausgangswiderstand der Stufe und erhöht deren Eingangswiderstand bei gleichzeitigem Verlust an Stufenverstärkung. Bei der Parallelgegenkopplung treten umgekehrte Verhältnisse hinsichtlich der Widerstände auf, der Verstärkungsverlust ist hier ebenfalls vorhanden. Es gibt auch Gegenkopplungen über mehrere Stufen hinweg.

Genau wie bei Dioden treten auch bei Transistoren Impulsverzerrungen durch Kapazitäten und innere Widerstände auf. Sollen Impulsschaltungen mit möglichst steilen Flanken der erzeugten oder verstärkten Impulse aufgebaut werden, so muß man Transistoren mit hohen Grenzfrequenzen verwenden. Durch möglichst hohe Kollektorspannung und durch technologische Maßnahmen muß man die Eigenkapazitäten des Transistors klein halten. Wer sich für dieses Anwendungs-

gebiet – vorwiegend in der industriellen Elektronik – interessiert, sollte die spezielle Fachliteratur zu Rate ziehen.

6.6 Rauschen

Treibt man die Verstärkung eines mehrstufigen Transistorverstärkers immer höher, so kommt man an eine Grenze, wo das Eigenrauschen des Eingangsstufentransistors eine weitere Erhöhung der Verstärkung unmöglich macht. Im Lautsprecher oder Kopfhörer äußert sich das Eigenrauschen als Geräusch ähnlich dem Zischen des kochenden Wassers. Das Rauschen hat seine Ursache in der Wärmebewegung der Ladungsträger und in der quantenhaften Natur des elektrischen Stromes. Die ersten produzierten Transistoren zeigten ein hohes Eigenrauschen, jedoch hat man durch technologische Verbesserungen heute erreicht, daß unter bestimmten Bedingungen Transistorschaltungen rauschärmer als entsprechende Röhrenschaltungen sind. Bild 104 zeigt den bei Flächentransistoren auftretenden Rauschfaktor als Funktion der Frequenz. Dabei sollen uns hier die Festlegung des Rauschfaktors und sein Absolutwert nicht interessieren. Hinsichtlich der Anwendung sind die Punkte a und b von Bedeutung. Links und rechts dieser Punkte steigt der Rauschfaktor an. Bei den heute üblichen Transistoren liegt a bei etwa 1 bis 10 kHz und b bei 1 bis 20 MHz. Der Anstieg bei niedrigen Frequenzen links von a entspricht etwa dem Funkelrauschen der Röhre, während der Anstieg rechts von b seine Ursache in den bei hohen Frequenzen schlechter werdenden Verstärker-

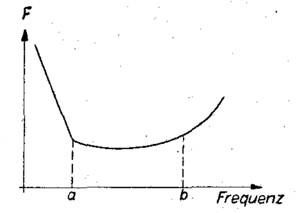


Bild 104
Grundsätzlicher Verlauf des Rauschfaktors eines Flächentransistors in Abhängigkeit von der Frequenz

eigenschaften hat. Es kann vorkommen, daß sich durch Oberflächeneffekte nach längerer Betriebszeit das Eigenrauschen des NF-Eingangsstufentransistors vergrößert (tritt manchmal bei kleinen Transistorkofferempfängern auf), dann muß dieser Transistor ausgewechselt werden. Im allgemeinen bleibt das Rauschen während der Lebensdauer des Transistors (die bei sachgemäßer Verwendung einige 100 000 Stunden betragen kann) konstant. Erfahrungsmäßig wird aus der Größe des Kollektorreststroms auf den Rauschfaktor geschlossen. Transistoren mit kleinen Kollektorreströmen haben auch geringes Eigenrauschen.

Abschließend ist zu sagen, daß die Bauelemente Diode und Transistor dem Amateur ein neues Betätigungsfeld erschließen, das vorwiegend auf dem Gebiet der Miniaturtechnik und der Sonderanwendungen liegt. Der Transistor wird auch in den nächsten Jahren noch nicht die Röhre verdrängen können; er sollte sinnvoll dort verwendet werden, wo er Vorteile gegenüber der Elektronenröhre aufweist. Oberhalb einer Frequenz von etwa 30 MHz beherrscht die Röhre nach wie vor das Feld.

7. LITERATURVERZEICHNIS

[1] Fischer, H. J.: Transistortechnik für den Funkamateur, II. Aufl., Berlin 1962

[2] Fischer Blos: Transistortaschenempfänger (Der praktische Funkamateur, Bd. 17), II. Aufl., Berlin 1962

[3] Autorenkollektiv: Amateurfunk, IV. Aufl., Berlin 1962

[4] Müller, O.: Flächentransistoren, II. Aufl., Berlin 1962

[5] Shea, R. F.: Grundlagen der Transistorschaltungen, Berlin 1961

[6] Falter, M.: Dioden- und Transistortechnik, Berlin 1958

[7] Dosse, J.: Der Transistor – ein neues Verstärkerelement, München 1959

[8] Richter, H.: Transistorpraxis, VI. Aufl., Stuttgart 1961

[9] Kammerloher, J.: Transistoren, Füssen 1959

[10] Brandt, A. A.: Technik der Montage und des Abgleichs von Funkschaltungen, Moskau 1960 (russ.)

[11] Popow, P. A.: Die Berechnung von Transistor-NF-Verstärkern, Moskau 1960 (russ.)

[12] Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik. Seit 1960 erscheinen pro Jahr etwa 4 Hefte

[13] Artikel in der Fachzeitschrift „funkamateur“ des Deutschen Militärverlages

[14] Artikel in der Fachzeitschrift „radio und fernsehen“, Berlin

8. TECHNISCHE DATEN VON DIODEN UND TRANSISTOREN

8.1 In der DDR gefertigte Dioden

Germaniumspitzendioden

Typ	I_d (mA)	$U_{sp,max}$ (V)	$I_{sp,max}$ (μA)	I_{richt} (mA)	$T_{j,max}$ (°C)	Bemerkungen
OA 625	5	20	200	20	+ 75	niederohmige Universaldiode
OA 626	3	20	500	20	+ 75	Bilddemodulator 39 MHz
OA 645	3	40	500	15	+ 75	Universaldiode
OAA 646	5	40	300	15	+ 75	Ratiodetektor
O4A 657	7—10	40	100		+ 75	Ringmodulator
OA 665	3	60	500	12	+ 75	Universaldiode
OA 685	2	80	500	10	+ 75	hochohmige Universaldiode
OA 705	2	100	250	10	+ 75	hochohmige Universaldiode
OA 720		20	1000	50	+ 70	Golddrahtdiode
OA 721		20	1000	75	+ 70	Golddrahtdiode
OA 741		40	500	75	+ 70	Golddrahtdiode
OA 780		80	250	50	+ 70	Golddrahtdiode

Germaniumflächendioden

Typ	$U_{sp,max}$ (V)	U_{sp} (C) (V)	$I_{d,max}$ (A)	$I_{d,stoß}$ (A)
OY 100	20	7	0,1	3
OY 101	50	17	0,1	3
OY 102	100	35	0,1	3
OY 103	150	52	0,1	3
OY 104	200	70	0,1	3
OY 110	20	7	1	6
OY 111	50	17	1	6
OY 112	100	35	1	6
OY 113	150	52	1	6
OY 114	200	70	1	6
OY 120	20	7	10	70
OY 121	40	12	10	70
OY 122	65	21	10	70
OY 123	100	30	10	70
OY 124	150	50	10	70

Siliziumzenerdioden

Typ	Zenerspannung (U_Z bei 3 mA)	Dynamischer Widerstand (bei 10 bzw. 100 mA)	Temperatur-koeffizient (10^{-4} pro °C)
ZA 250/5	4,4 ... 5,6 V	50 Ohm	+ 2
ZA 250/6	5,4 ... 6,6 V	25 Ohm	
ZA 250/7	6,4 ... 7,6 V	10 Ohm	
ZA 250/8	7,4 ... 8,6 V	15 Ohm	
ZA 250/9	8,4 ... 9,6 V	15 Ohm	
ZL 910/6	5,8 ... 7,2 V	1 Ohm (bei 100 mA)	+ 3
ZL 910/8	6,8 ... 9,2 V	2 Ohm (bei 100 mA)	+ 5
ZL 910/10	8,8 ... 11,2 V	3 Ohm (bei 100 mA)	+ 7
ZL 910/12	10,8 ... 13,2 V	4 Ohm (bei 100 mA)	+ 8
ZL 910/14	12,8 ... 15,2 V	6 Ohm (bei 100 mA)	+ 8
ZL 910/16	14,8 ... 17,2 V	10 Ohm (bei 100 mA)	+ 8

Die ZA-Typen stellen Miniaturglasdioden dar mit Verlustleistung 250 mW, die ZL-Typen sind im Metallgehäuse angeordnet und haben 3 W Verlustleistung. Bei den Leistungszenerdioden ZL wird die Zenerspannung bei einem Querstrom von 100 mA gemessen.

8.2 Im Ausland gefertigte Spitzendioden und Flächendioden

Sowjetische Dioden

1. Spitzendioden

Typ	Durchlaßstrom bei + 1 V (mA)	Sperrspannung bei $I_{sp} = 250\,\mu A$	Sperrstrom bei $U_{sp} = -10$ V (μA)
D 11	100	30	100
D 12	50	50	70
D 12 a	100	50	50
D 13	100	75	50
D 14	30	100	70
D 14 a	100	100	70

Die Dioden dieser Reihe sind aus Germanium hergestellt und haben eine Grenzfrequenz von 150 MHz. Maximale Temperatur + 70 °C.

2. Flächendioden

Typ	Maximale Sperrspannung (V)	Maximal gleichgerichteter Strom (mA)	$I_{sp, max}$
D 7 a (DGZ-21)	50	300	300 μA
D 7 b (DGZ-22)	100	300	300 μA
D 7 w (DGZ-23)	150	300	300 μA
D 7 g (DGZ-24)	200	300	300 μA
D 7 d (DGZ-25)	300	300	250 μA
D 7 j (DGZ-26)	350	300	250 μA
D 7 sh (DGZ-27)	400	300	250 μA

8.3 DDR-Transistoren

Kleinsignal-Transistoren NF- und HF-Typen

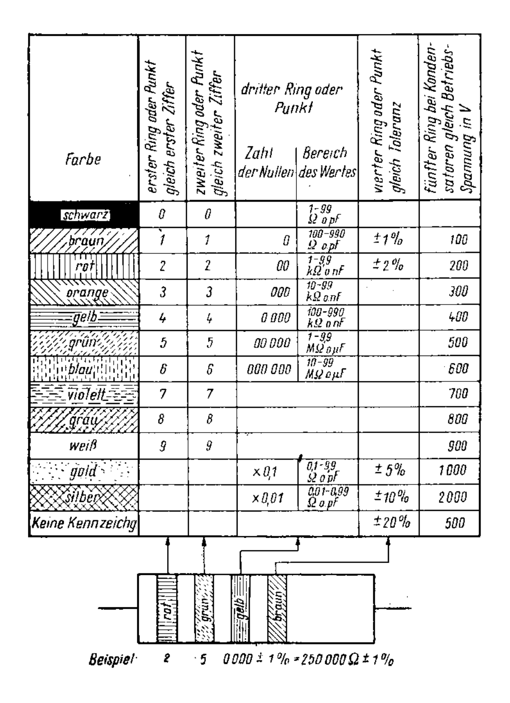
Typ	$T_{j, max}$ (°C)	$N_{k, max}$ (mW)	$U_{ke, max}$ (V)	$I_{k, max}$ (mA)	I_{keo} (μA)	h_{12e} ($\cdot 10^{-4}$)	h_{21e}	f_α kHz
OC 810	+ 65	25	20	15	500	20	16	300
OC 811	+ 65	25	20	15	800	40	40	300
OC 812	+ 65	25	20	15	500	20	35	300
OC 813	+ 65	25	20	15	500	20	50	1000
OC 814	+ 65	25	20	15	800	20	35	300
OC 815	+ 75	50	15	20	800	4	10	300
OC 816	+ 75	50	15	20	800	10	20	300
OC 817	+ 75	50	15	20	800	rauscharm		300
OC 824	+ 75	150	20	150	800	30	20	300
OC 825	+ 75	150	20	150	800	30	20	300
OC 826	+ 75	150	20	150	800	rauscharm		300
OC 827	+ 75	150	20	150	800	rauscharm		500
OC 871	+ 75	30	16	10	500		50	3000
OC 872	+ 75	30	16	10	800		40	7000

Die rauscharme Type OC 812 hat einen Rauschfaktor F = 10 dB
OC 814 F = 5 dB
OC 817 F = 10 dB
OC 826 F = 10 dB
OC 827 F = 5 dB

Die Rauschfaktoren sind bei einer Bandbreite von 1 kHz bei Mittenfrequenz 1 kHz im Arbeitspunkt $U_k = 5$ V, $I_k = 0{,}5$ mA gemessen.

Leistungstransistoren

Typ	$T_{j,\,max}$ (°C)	$N_{k,\,max}$ (mW)	$U_{ke,\,max}$ (V)	$I_{k,\,max}$ (mA)	I_{keo} (mA)	h_{21e}	f_α (kHz)
OC 820	+ 75	150	20	150	0,8	50	300
OC 821	+ 75	150	20	150	0,8	60	300
OC 822	+ 75	150	30	150	0,7	100	300
OC 823	+ 75	150	60	150	0,8	100	300
OC 828	+ 75	150	30	150	0,8		300
OC 829	+ 75	150	60	150	0,8		300
OC 831	+ 75	1500	20	1000	1	150	300
OC 832	+ 75	1500	30	1000	1	150	—
OC 833	+ 75	1500	60	1000	1	150	—
OC 838	+ 75	4000	30	1500	1	50	—

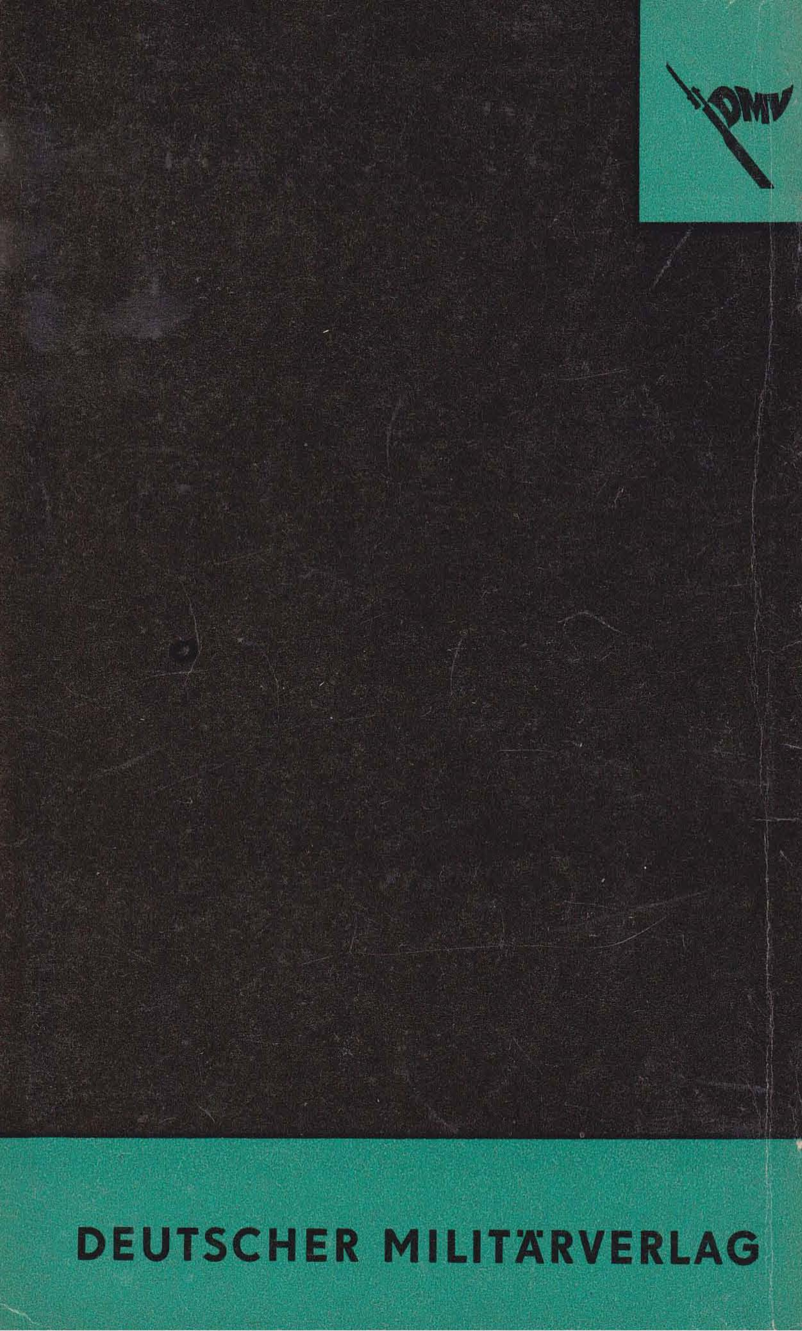


Farbe	erster Ring oder Punkt gleich erster Ziffer	zweiter Ring oder Punkt gleich zweiter Ziffer	dritter Ring oder Punkt: Zahl der Nullen	dritter Ring oder Punkt: Bereich des Wertes	vierter Ring oder Punkt gleich Toleranz	fünfter Ring bei Kondensatoren gleich Betriebs-Spannung in V
schwarz	0	0		1–99 Ω o pF		
braun	1	1	0	100–990 Ω o pF	±1%	100
rot	2	2	00	1–9,9 kΩ o nF	±2%	200
orange	3	3	000	10–99 kΩ o nF		300
gelb	4	4	0 000	100–990 kΩ o nF		400
grün	5	5	00 000	1–9,9 MΩ o µF		500
blau	6	6	000 000	10–99 MΩ o µF		600
violett	7	7				700
grau	8	8				800
weiß	9	9				900
gold			×0,1	0,1–9,9 Ω o pF	±5%	1000
silber			×0,01	0,01–0,99 Ω o pF	±10%	2000
Keine Kennzeichg					±20%	500

1. bis 20. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1963
Lizenznummer 5
Zeichnungen: Hildegard Seidler, Hans-Joachim Hantzsch
Fotos: Hans Jahnke
Lektor: Sonja Topolov
Korrektor: Hans Braitinger
Hersteller: Jürgen Hecht
Gesamtherstellung: (204) VEB Graphische Werkstätten Berlin,
Werk I 20 3971
Preis: 1,90 DM

8.4 Ausländische Flächentransistoren

Type	h_{11E}	h_{12E}	h_{21E}	h_{22E}	F	Grenzfrequenz f_α	$U_{ce,\,max}$	$I_{c,\,max}$	$N_{k,\,max}$	$T_{s,\,max}$	Wärmekoeffizient k	I_{ko}	Kollektor-Kapazität C_k	Hersteller-Land	Bemerkungen
OC 32	600 Ω	$3,8 \cdot 10^{-4}$	9...16	$15 \cdot 10^{-6}$ S	17 dB	600 kHz	— 15 V	50 mA	50 mW	+ 65 °C	0,4 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-NF-Transistor-Ge
OC 33	1000 Ω	$6 \cdot 10^{-4}$	16...32	$25 \cdot 10^{-6}$ S	17 dB	750 kHz	— 15 V	50 mA	50 mW	+ 65 °C	0,4 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-NF-Transistor-Ge
OC 34	1800 Ω	$11 \cdot 10^{-4}$	> 32	$45 \cdot 10^{-6}$ S	17 dB	900 kHz	— 15 V	50 mA	50 mW	+ 65 °C	0,4 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-NF-Transistor-Ge
OC 37	—	—	—	—	—	—	— 30 V	125 mA	65 mW	+ 65 °C	0,3 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-Schalttransistor-Ge
OC 303	1000 Ω	$6 \cdot 10^{-4}$	16...32	$25 \cdot 10^{-6}$ S	12 dB	750 kHz	— 15 V	50 mA	67,5 mW	+ 75 °C	0,45 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-NF-Transistor-Ge
OC 304	1800 Ω	$11 \cdot 10^{-4}$	70	$45 \cdot 10^{-6}$ S	12 dB	900 kHz	— 15 V	50 mA	67,5 mW	+ 75 °C	0,45 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-NF-Transistor-Ge
OC 307	—	—	—	—	—	—	— 30 V	250 mA	100 mW	+ 75 °C	0,3 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-Schalttransistor-Ge
OC 308	—	—	40	—	—	500 kHz	— 30 V	250 mA	100 mW	+ 75 °C	0,3 °C/mW	10 μA		DBR	pnp-Endstufentransistor-Ge
OC 320	600 Ω	$3,8 \cdot 10^{-4}$	9...16	$15 \cdot 10^{-6}$ S	18 dB	600 kHz	— 15 V	35 mA	35 mW	+ 65 °C	0,7 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-Subminiaturtransistor-Ge
OC 330	1000 Ω	$6 \cdot 10^{-4}$	16...32	$25 \cdot 10^{-6}$ S	18 dB	800 kHz	— 15 V	35 mA	35 mW	+ 65 °C	0,7 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-Subminiaturtransistor-Ge
OC 340	1800 Ω	$11 \cdot 10^{-4}$	32...120	$45 \cdot 10^{-6}$ S	18 dB	1 100 kHz	— 15 V	35 mA	35 mW	+ 65 °C	0,7 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-Subminiaturtransistor-Ge
OC 350	4500 Ω	$13 \cdot 10^{-4}$	150	$50 \cdot 10^{-6}$ S	18 dB	2 000 kHz	— 8 V	35 mA	35 mW	+ 65 °C	0,7 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-Subminiaturtransistor-Ge
OC 360	1200 Ω	$7,5 \cdot 10^{-4}$	> 20	$30 \cdot 10^{-6}$ S	9 dB	800 kHz	— 15 V	35 mA	35 mW	+ 65 °C	0,7 °C/mW	15 μA		DBR	pnp-Subminiaturtransistor-Ge
OC 390	1800 Ω	$6 \cdot 10^{-4}$	40	$32 \cdot 10^{-6}$ S	—	4 500 kHz	— 5 V	9 mA	45 mW	+ 45 °C	0,8 °C/mW	10 μA	13 pF	DBR	pnp-HF-Transistor-Ge
OC 400	1800 Ω	$6 \cdot 10^{-4}$	> 20	$32 \cdot 10^{-6}$ S	—	7 000 kHz	— 5 V	9 mA	45 mW	+ 45 °C	0,8 °C/mW	10 μA	12 pF	DBR	pnp-HF-Transistor-Ge
OC 410	1800 Ω	$6 \cdot 10^{-4}$	> 20	$32 \cdot 10^{-6}$ S	—	12 000 kHz	— 5 V	9 mA	45 mW	+ 45 °C	0,8 °C/mW	10 μA	25 pF	DBR	pnp-HF-Transistor-Ge
OC 430	900 Ω	$10 \cdot 10^{-4}$	10...20	$50 \cdot 10^{-6}$ S	—	—	— 10 V	50 mA	200 mW	+ 150 °C	0,25 °C/mW	0,4 μA	40 pF	DBR	pnp-NF-Transistor-Si
OC 440	900 Ω	$10 \cdot 10^{-4}$	10...20	$30 \cdot 10^{-6}$ S	—	—	— 30 V	50 mA	200 mW	+ 150 °C	0,25 °C/mW	0,4 μA	40 pF	DBR	pnp-NF-Transistor-Si
OC 450	1100 Ω	$6 \cdot 10^{-4}$	20	$25 \cdot 10^{-6}$ S	—	—	— 75 V	50 mA	200 mW	+ 150 °C	0,25 °C/mW	0,4 μA	40 pF	DBR	pnp-NF-Transistor-Si
OC 460	1400 Ω	$7 \cdot 10^{-4}$	30	$70 \cdot 10^{-6}$ S	—	—	— 10 V	50 mA	200 mW	+ 150 °C	0,25 °C/mW	0,4 μA	40 pF	DBR	pnp-NF-Transistor-Si
OC 470	1400 Ω	$7 \cdot 10^{-4}$	30	$40 \cdot 10^{-6}$ S	—	—	— 30 V	50 mA	200 mW	+ 150 °C	0,25 °C/mW	0,4 μA	40 pF	DBR	pnp-NF-Transistor-Si
101 NU 70	550 Ω	$8 \cdot 10^{-4}$	12	$22 \cdot 10^{-6}$ S	—	200 kHz	+ 20 V	100 mA	30 mW	+ 75 °C	—	20 μA		CSSR	npn-NF-Transistor-Ge
102 NU 70	600 Ω	$10 \cdot 10^{-4}$	16	$25 \cdot 10^{-6}$ S	—	500 kHz	+ 25 V	100 mA	50 mW	+ 75 °C	—	15 μA		CSSR	npn-NF-Transistor-Ge
103 NU 70	1000 Ω	$15 \cdot 10^{-4}$	40	$60 \cdot 10^{-6}$ S	—	500 kHz	+ 25 V	100 mA	50 mW	+ 75 °C	—	10 μA		CSSR	npn-NF-Transistor-Ge
104 NU 70	1000 Ω	$15 \cdot 10^{-4}$	40	$60 \cdot 10^{-6}$ S	< 15 dB	500 kHz	+ 25 V	100 mA	50 mW	+ 75 °C	—	10 μA		CSSR	npn-NF-Transistor-Ge
152 NU 70	2000 Ω	—	20...100	—	< 10 dB	2 500 kHz	+ 10 V	10 mA	25 mW	+ 75 °C	—	12 μA		CSSR	npn-HF-Transistor-Ge
153 NU 70	750 Ω	—	10...40	—	< 20 dB	1 000 kHz	+ 10 V	10 mA	25 mW	+ 75 °C	—	10 μA	20 pF	CSSR	npn-HF-Transistor-Ge
154 NU 70	2000 Ω	—	20...100	—	< 20 dB	2 500 kHz	+ 10 V	10 mA	25 mW	+ 75 °C	—	10 μA		CSSR	npn-HF-Transistor-Ge
155 NU 70	—	—	25...125	—	—	6 000 kHz	+ 10 V	10 mA	80 mW	+ 75 °C	0,6 °C/mW	12 μA	10 pF	CSSR	npn-HF-Transistor-Ge
156 NU 70	—	—	45...225	—	—	15 000 kHz	+ 10 V	10 mA	80 mW	+ 75 °C	0,6 °C/mW	10 μA	10 pF	CSSR	npn-HF-Transistor-Ge
P 1 A			10		—	100 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C	—	—		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 1 B			30		35 dB	100 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C	—	—		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 1 W			30		35 dB	100 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C	—	—		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 1 G			25		35 dB	100 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C	—	—		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 1 D			16		18 dB	100 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C	—	—		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 1 E			12		35 dB	465 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C			60 pF	UdSSR	pnp-HF-Transistor-Ge
P 1 J			20		51 dB	1 000 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C			40 pF	UdSSR	pnp-HF-Transistor-Ge
P 1 I			25		35 dB	1 600 kHz	— 20 V	5 mA	50 mW	+ 65 °C			35 pF	UdSSR	pnp-HF-Transistor-Ge
P 2 A							— 100 V	10 mA	250 mW	+ 65 °C				UdSSR	pnp-NF-Transistor Ge f. hohe Spg.
P 2 B							— 50 V	25 mA	250 mW	+ 65 °C				UdSSR	pnp-NF-Transistor Ge f. hohe Spg.
P 3 A							— 50 V	150 mA	3 500 mW	+ 65 °C				UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 3 B							— 50 V	250 mA	3 500 mW	+ 65 °C				UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 3 W							— 50 V	450 mA	3 500 mW	+ 65 °C				UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 4 A			5			150 kHz	— 50 V	5000 mA	25 000 mW	+ 90 °C	2 °C/W	500 μA		UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 4 B			8...20			150 kHz	— 60 V	5000 mA	30 000 mW	+ 90 °C	2 °C/W	400 μA		UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 4 W			10			150 kHz	— 35 V	5000 mA	30 000 mW	+ 90 °C	2 °C/W	400 μA		UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 4 G			10...20			150 kHz	— 50 V	5000 mA	30 000 mW	+ 90 °C	2 °C/W	400 μA		UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 4 D			20			150 kHz	— 50 V	5000 mA	30 000 mW	+ 90 °C	2 °C/W	400 μA		UdSSR	pnp-Leistungstransistor Ge
P 5 A	550 Ω	$4 \cdot 10^{-4}$	15	$50 \cdot 10^{-6}$ S		100 kHz	— 10 V	10 mA	25 mW	+ 65 °C		30 μA		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 5 B	1600 Ω	—	40	$100 \cdot 10^{-6}$ S		300 kHz	— 10 V	10 mA	25 mW	+ 65 °C		15 μA		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 5 W	4000 Ω	—	100	$250 \cdot 10^{-6}$ S		300 kHz	— 10 V	10 mA	25 mW	+ 65 °C		15 μA		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 5 G	1600 Ω	—	80	$100 \cdot 10^{-6}$ S	< 18 dB	300 kHz	— 10 V	10 mA	25 mW	+ 65 °C		15 μA		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 5 D	1200 Ω	—	40	—	6 dB	300 kHz	— 10 V	10 mA	25 mW	+ 65 °C		10 μA		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
P 7	5000 Ω		200			200 kHz	— 6,5 V	45 mA	45 mW	+ 65 °C		30 μA		UdSSR	pnp-NF-Transistor-Ge
TJN—1	450 Ω	$4 \cdot 10^{-4}$	10...30	$20 \cdot 10^{-6}$ S	30 dB	2 300 kHz	— 25 V	10 mA	50 mW			10 μA	40 pF	Frankr.	pnp-Transistor-Ge
TJN—1 B	700 Ω	$4 \cdot 10^{-4}$	18	$15 \cdot 10^{-6}$ S	8 dB	700 kHz	— 25 V	10 mA	50 mW			5 μA	40 pF	Frankr.	pnp-Transistor-Ge
TJN—2 F	1700 Ω	$8 \cdot 10^{-4}$	45	$26 \cdot 10^{-6}$ S	30 dB	1 600 kHz	— 25 V	10 mA	50 mW			4 μA	33 pF	Frankr.	pnp-Transistor-Ge
TJN—2 G	2700 Ω	$8 \cdot 10^{-4}$	75	$36 \cdot 10^{-6}$ S	30 dB	2 000 kHz	— 25 V	10 mA	50 mW			4 μA	20 pF	Frankr.	pnp-Transistor-Ge
TJN—3	800 Ω	$5 \cdot 10^{-4}$	23	$20 \cdot 10^{-6}$ S	—	—	— 25 V	100 mA	50 mW			10 μA	—	Frankr.	pnp-Transistor-Ge
TJN—4	1000 Ω	$5 \cdot 10^{-4}$	40	$20 \cdot 10^{-6}$ S	—		— 25 V	100 mA	50 mW			8 μA	—	Frankr.	pnp-Transistor-Ge
TJN—6			35			5 000 kHz	— 20 V	40 mA	50 mW	+ 85 °C			14 pF	Frankr.	pnp-HF-Transistor-Ge
TJN—7			45			7 500 kHz	— 15 V	40 mA	50 mW	+ 85 °C			12 pF	Frankr.	pnp-HF-Transistor-Ge
TJN—300	—	—	> 30	—	—	200 kHz	— 30 V	2000 mA	4 000 mW	+ 85 °C	2 °C/W	500 μA	—	Frankr.	pnp-HF-Transistor-Ge
2 N 34	1000 Ω		> 30		18 dB	600 kHz	— 25 V	10 mA	50 mW	—	—	10 μA	—	USA	pnp-NF-Transistor-Ge
2 N 35	1000 Ω		> 30		16 dB	800 kHz	+ 25 V	10 mA	50 mW	—	—	5 μA	—	USA	npn-NF-Transistor-Ge
2 N 38 A	1000 Ω	—	—	—	16 dB	—	— 25 V	20 mA	125 mW	—	—		—	USA	pnp-NF-Transistor-Ge
2 N 43	—	—	> 30	—	—	1 000 kHz	— 45 V	50 mA	150 mW	—	—	—	—	USA	pnp-NF-TraCsistor-Ge
2 N 45	—	—	—	—	—	1 000 kHz	— 45 V	50 mA	150 mW	—	—	—	—	USA	pnp-NF-Transistor-Ge
2 N 105	2300 Ω	—	—	—	4,5 dB	200 kHz	— 25 V	15 mA	35 mW	—	—	—	—	USA	pnp-NF-Transistor-Ge
2 N 167	—	—	—	—	—	8 000 kHz	+ 30 V	75 mA	65 mW	—	—	—	—	USA	npn-HF-Transistor-Ge
2 N 170	—	—	—	—	—	2 300 kHz	+ 6 V	20 mA	25 mW	—	—	—	—	USA	npn-HF-Transistor-Ge
2 N 193	—	—	—	—	—	3 000 kHz	+ 15 V	50 mA	50 mW	—	—	—	—	USA	npn-HF-Transistor-Ge
2 N 194	—	—	—	—	—	4 000 kHz	+ 15 V	50 mA	50 mW	—	—	—	—	USA	npn-HF-Transistor-Ge
2 N 256	—	—	> 20	—	—	200 kHz	— 30 V	3000 mA	1 500 mW	—	—	—	—	USA	pnp-Leistungstransistor-Ge
CK 722	800 Ω	—	> 30	—	25 dB	300 kHz	— 22 V	10 mA	25 mW	—	—	—	—	USA	pnp-NF-Transistor-Ge
CK 760	600 Ω	—	> 40	—	25 dB	5 000 kHz	— 6 V	5 mA	25 mW	—	—	—	—	USA	pnp-HF-Transistor-Ge
CK 762	600 Ω	—	> 50	—	25 dB	20 000 kHz	— 10 V	5 mA	50 mW	—	—	—	15 pF	USA	pnp-HF-Transistor-Ge
SB—100	—	—	> 60	—	15 dB	30 000 kHz	— 4,5 V	5 mA	10 mW	—	—	—	5 pF	USA	pnp-Surface-Barrier-Transistor


DMV
DEUTSCHER MILITÄRVERLAG